

[illegible]

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”

ФАКУЛЬТЕТ ЕЛЕКТРОНІКИ
КАФЕДРА ПРОМИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

До захисту допущено

Завідувач кафедри

Ю.С. Ямненко

(підпис)

(ініціали, прізвище)

„_____” _____ 2019р.

Дипломний проект
на здобуття ступеня бакалавра

з напрямку підготовки _____ 6.050802 Електронні пристрої та системи
(код та назва напрямку підготовки або спеціальності)

на тему Перетворювачі електро енергії з нелінійним навантаженням

Виконав: студент IV курсу, групи ДС-51

Гого Володимир Сергійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Керівник _____ асистент Ушаков Д. Р.

(посада, вчене звання, науковий ступень, прізвище та ініціали)

(підпис)

Консультанти: _____

(назва розділу)

(вчені ступінь та звання, прізвище, ініціали)

(підпис)

Рецензент _____

(посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали)

(підпис)

Засвідчую, що у цьому дипломному проекті
немає запозичень з праць інших авторів без
відповідних посилань

Студент _____

(підпис)

Київ – 2019 року

5. Перелік графічного (ілюстративного) матеріалу (із зазначенням обов'язкових креслеників, плакатів, презентацій тощо) принципова схема, структурна схема, теоритичні креслення

6. Консультанти розділів проекту

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Технічний			

7. Дата видачі завдання 22 травня 2019 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проекту	Строки виконання етапів проекту	Примітка
	Написання першого розділу	20.03.2019	
	Написання другого розділу	20.04.2019	
	Написання третього розділу	10.05.2019	
	Підготовка матеріалів до друку та оформлення пояснювальної записки	1.06.2019	
	Підготовка та оформлення плакатів для доповіді	6.06.2019	

Студент

(підпис)

В. С. Гогу
(ініціали, прізвище)

Керівник проекту

(підпис)

Д. Р. Ушаков
(ініціали, прізвище)

АНОТАЦІЯ

У даній роботі досліджено спектральні характеристики вихідної напруги автономних інверторів напруги, проаналізовано гармонійний склад і його покращення за допомогою використання методу програмованого рівномірного пошуку оптимального набору значень кутів комутації для виключення небажаних гармонік. Робота містить короткі теоретичні відомості про автономні інвертори напруги, методи керування вихідною напругою, способи оптимізації гармонійного складу. Розроблена схема однофазного мостового автономного інвертора напруги з асинхронним двигуном в навантаженні і оптимізовано імпульсний сигнал.

ABSTRACT

In this paper, the spectral characteristics of the output voltage of the autonomous voltage inverters are analyzed, the harmonic composition and its improvement are analyzed using the method of programmable uniform search for an optimal set of values of switching angles to exclude undesirable harmonics. The work contains short theoretical information about autonomous voltage inverters, methods of control of output voltage, methods of optimization of harmonious composition. The scheme of a single-phase bridge autonomous voltage inverter with an asynchronous motor in a load is developed and the pulse signal is optimized.

З М І С Т

ВСТУП.....	4
1 ТИПОВІ СТРУКТУРИ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ	5
1.1 Загальна структура автономного інвертора	5
1.2 Режими роботи інверторів	7
1.3. Однофазний мостовий автономний інвертор напруги	8
1.4. Трифазний мостовий автономний інвертор напруги	9
1.5. Багаторівневі автономні інвертори напруги	10
1.5.1. Топологія з фіксуєчими діодами	11
1.5.2. Топологія з навісними конденсаторами	12
1.6 Каскадна мостова топологія	14
1.7. Методи регулювання вихідної напруги	15
1.7.1. Амплітудне регулювання	15
1.7.2. Метод геометричного підсумування	17
1.7.3 Широтно-імпульсна модуляція	19
2 РОБОТА АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ З НЕЛІНІЙНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ	23
2.1 Методи покращення гармонійного складу вихідної напруги	23
2.1.1 Метод селективного виключення декількох гармонік	24
2.1.2 Метод програмованого пошуку оптимальних значень кутів комутації.....	25
2.1.3 Режим кодового широтно-імпульсного регулювання.....	27
2.1.4 Силові фільтри.....	32
2.1.5. Корежуючі пристрої.....	34
2.2 Навантаження з нелінійною характеристикою	36
2.3 Показники якості електроенергії, що характеризують несинусоїдальність напруги	43

					ДС51.5105.04.001.ПЗ						
Зм	Арк	№ докум.	Підпис	Дата	Перетворювачі електро енергії з нелінійним навантаженням Пояснювальна записка				Літера	Лист	Листів
Розроб.	Гогу В.С.										
Перевір.	Ушаков Д.Р.										
									КПІ ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ		
Н.контр.	Батрак Л.М.										
Затверд.	Ушаков Д.Р.										

3 МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В ОДНОФАЗНІЙ МОСТОВІЙ СХЕМІ.....	47
3.1 Моделювання в Matlab-Simulink	47
3.2 Випадок виключення третьої гармоніки	49
3.3 Випадок виключення третьої і п'ятої гармонік	53
3.4 Випадок виключення п'ятої і сьомої гармонік	57
ВИСНОВКИ	62
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	63
ABSTRACT	

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		3

ВСТУП

Перетворювальні пристрої, такі як інвертори, використовують для зміни параметрів електричної енергії, наприклад отримання змінної напруги з постійної або зміну частоти напруги. В даний час автономні інвертори напруги широко використовуються для живлення різного роду пристроїв, в тому числі для енергозабезпечення споживачів з високими вимогами до якості напруги живлення, таких як радіотехнічні і телемеханічні системи, а також електроприводи різних призначень.

Конкретним показником якості електроенергії є чистота живлення, включаючи зміни напруги та спотворення сигналу. Гармоніки виникають тоді, коли в силовій системі генеруються несинусоїдальні струми та напруги, їх зазвичай називають гармонійними спотвореннями. Основною умовою, що викликає проблеми пов'язані з гармоніками в енергетичних системах це наявність нелінійних навантажень в системі електропостачання.

Всі силові електронні перетворювачі, що використовуються в різних типах електронних систем, можуть збільшувати гармонічні забруднення шляхом введення гармонійних струмів безпосередньо в мережу.

Тому необхідно розробити автономний інвертор з низьким коефіцієнтом спотворень гармонік, в його вихідних характеристиках струму і напруги. Існують способи боротьби з вищими гармонічними складовими, такі як фільтри, в той час як виключення гармонік низького порядку є доволі комплексним і досі актуальним завданням.

Ціллю даної роботи є дослідження спектральних характеристик вихідної напруги автономного інвертора напруги, аналіз їх гармонічного складу і його покращення за допомогою використання методу виключень для пошуку набору кутів комутації вентильних елементів з виключенням заданих спектральних складових.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						4
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1 ТИПОВІ СТРУКТУРИ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ

1.1 Загальна структура автономного інвертора

Інвертор в широкому розумінні – це пристрій, який перетворює одну форму енергії в іншу.

Автономний інвертор, в відповідності з[2], це пристрій для перетворення постійного струму в змінний, який працює на мережу, в якій немає інших джерел енергії з постійними або такими, що регулюються значеннями вихідної напруги і частоти. В цьому головна відмінність такого роду інверторів від керованих інверторів, які також перетворюють постійний струм в постійний, але працюють на мережу змінного струму. Навантаженням автономного інвертора може бути одиничний споживач (двигун змінного струму, електрична установка) або розгалужене мережа споживачів (декілька навантажень, що забезпечують технологічний процес).

Автономний інвертор формує в навантаженні змінну напругу шляхом періодичного підключення її до джерела напруги за рахунок почергового включення вентилів пристрою, яке може виконуватись по однофазних і трифазних схемах. В якості ключів в основному використовуються біполярні транзистори з ізолюваним затвором IGBT і одно- або двоопераційні тиристори GTO і їх вдосконалені модифікації GCT, IGCT, SGCT. При використанні одноопераційних тиристорів схеми доповнюються елементами, призначеними для комутації тиристорів. Одним з головних елементів є конденсатор. Важливо зазначити, що призначення конденсаторів не обмежується лише запиранням тиристорів. Конденсатори можуть використовуватись для формування кривої вихідної напруги інвертора і визначати характер процесів, що протікають в системі. В зв'язку з цим схеми автономних інверторів розділяють на автономні інвертори напруги (АІН), автономні інвертори струму (АІС) та імпульсні перетворювачі напруги (ІППН).

					ДС51.5105.04.001	Арк
						5
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Взагальному структура інвертора (рис. 1.1) може складатися з наступних елементів:

- вхідний фільтр ($\Phi 1$), використовується для забезпечення необхідної якості вхідного струму або напруги, і для зменшення негативного впливу на джерело. Також конденсатор, на вході інвертора напруги грає роль накопичувача енергії і обмінюється нею з навантаженням;
- вентильний комутатор (ВК) має провідність в два напрямки (надалі інвертор), що дозволяє регулювати параметрами змінного струму – частотою і амплітудою. Зазвичай, Вихідний сигнал має форму імпульсів, з фронтами, що мають значну крутизну і, виходячи з цього, складний гармонічний спектр. Це викликає додаткові витрати при передаванні енергії на відстань, та несправності в роботі споживача енергії;
- вихідний трансформатор (ТВ) виконує роль узгоджувача вихідної напруги та напругою споживача. Використовується з метою отримати багаторівневу криву вихідної напруги;
- вихідний фільтр ($\Phi 2$), для забезпечення якості вихідної напруги на рівні, прийнятному для передавання і споживання. В інверторах струму необхідні для правильного функціонування схеми.

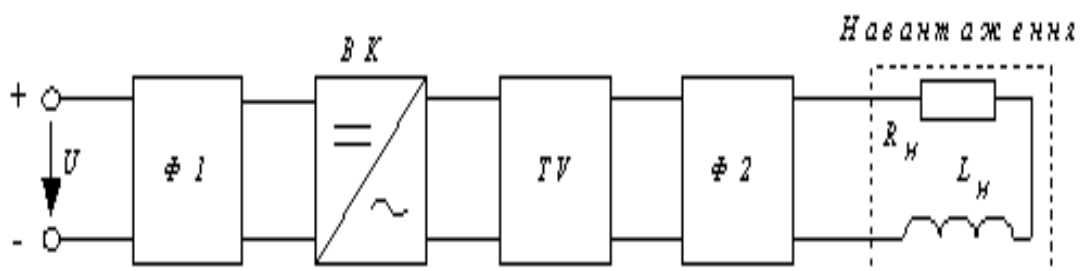


Рис. 1.1. Структурна схема інвертора

Не всі зазначені елементи обов'язкові в схемі конкретного інвертору. В інверторах напруги обов'язкові $\Phi 1$ і ВК, а інверторах струму додається $\Phi 2$.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		6

1.2 Режими роботи інверторів

Для загального розуміння розглянемо ідеалізований однофазний інвертор, що має відповідні фільтри на виході, що формує синусоїдальну напругу на виході і живиться за допомогою джерела постійного струму. Зазвичай вихідний струм інвертора відстає на кут, що рівний φ при активно-індуктивному навантаженні (див. рис. 1.2а).

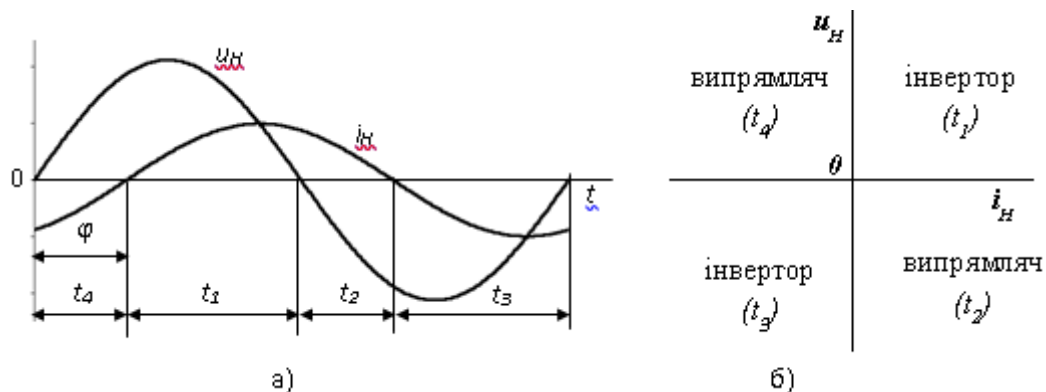


Рис. 1.2. Визначення режимів роботи інверторів

На інтервалах часу t_1 і t_3 напруга і струм однонаправлені, а миттєва потужність рівна $p = u_i > 0$, це значить, що енергія передається від кола постійного струму в коло змінного, це відповідає режиму інвертування. А на інтервалах t_2 і t_4 напруга і струм протилежно напрямлені, це значить, що енергія з кола змінного струму повертається в коло постійного струму, це відповідає режиму випрямлення.

В ідеалі схема інвертора мусить забезпечувати провідність в два напрямки з можливістю роботи в кожній з чотирьох зон (див. рис. 1.2(б)).

У відповідності з режимом роботи джерела постійного струму (генератор напруги чи струму) бувають інвертори напруги або струму.

На даний момент найчастіше застосовуються автономні інвертори напруги.

1.3. Однофазний мостовий автономний інвертор напруги

Найчастіше для живлення навантажень малої та середньої потужності використовуються однофазні мостові інвертори.

На навантаженні створюються прямокутні імпульси напруги, а у відповідності з рис. 1.3(б), форма струму залежить від характеру навантаження. При чисто активному навантаженні, форма струму така ж, як і форма навантаження (на рис. 1.3(б) пунктирна лінія)[3].

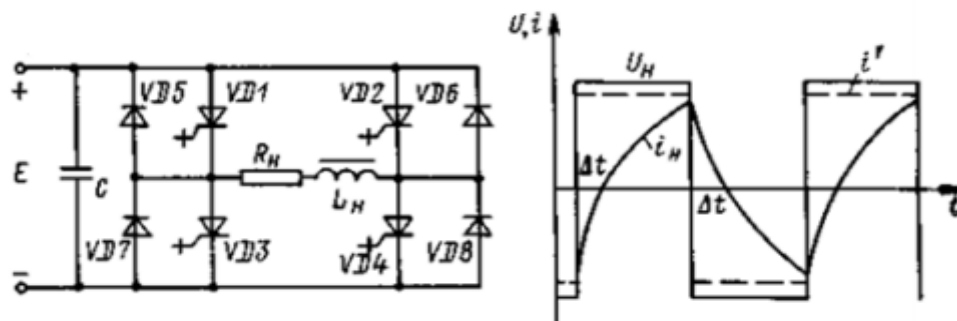


Рис. 1.3. Схема автономного інвертора напруги (а), криві вихідних напруги і струму інвертора (б)

При активно-індуктивному навантаженні i_H змінюється по експоненті з постійною часу $\tau = L_H/R_H$. При закриванні наступної пари вентилів (наприклад, $VD1$ і $VD4$) і відкриванні другої пари напруга U_H змінюється стрибком, а струм якийсь час Δt не змінює свій напрямок. Для того, щоб струм протікав використовують зворотні діоди $VD5$, $VD6$, $VD7$, $VD8$, а після струм замикається через конденсатор C . Конденсатори одночасно грають роль C -фільтра, надаючи такому інвертору властивість джерела напруги.

Частота струму на навантаженні залежить від схеми керування. Автономні інвертори напруги можуть працювати в широкому діапазоні навантажень — від холостого ходу до значення перенавантаження вентилів[3].

					ДС51.5105.04.001	Арк
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Можливі наступні варіанти побудови силової частини інвертора однієї потужності:

- трифазний мостовий автономний інвертор напруги (мостова схема);
- багаторівневий інвертор (наприклад, трьох-, п'ятирівневий інвертор з фіксованою точкою нуля, трьох-, п'ятирівневий інвертор з навісними конденсаторами);
- каскадна схема багаторівневого інвертора.

1.4. Трифазний мостовий автономний інвертор напруги

У випадку живлення навантажень високої потужності використовуються трифазні мостові інвертори напруги.

Трифазний автономний інвертор напруги будують по мостовій схемі, представлений на рис. 1.4, що складається з тиристорів V1-V6 і діодів VD1-VD6. Діоди з'єднані зустрічно-паралельно тиристорам і втілюють подібну функцію, як і діоди в однофазній системі (див. рис. 1.3) [3].

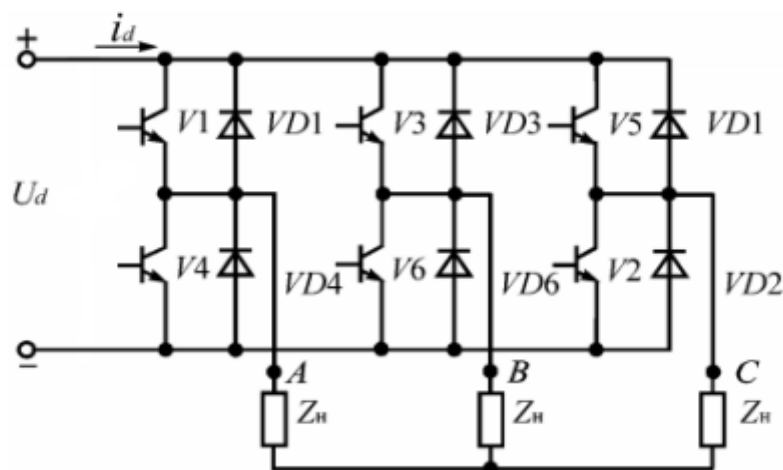


Рис. 1.4. Схема трифазного мостового автономного інвертора напруги

Активно-індуктивне навантаження представлено зіркою (або трикутником). Замість вентилів можна підключити одно- або двоопераційні тиристори або транзистори [2].

					ДС51.5105.04.001	Арк
						9
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

1.5. Багаторівневі автономні інвертори напруги

Концепція використання декількох рівнів напруги для перетворення енергії була представлена більше двадцяти років тому. Перевагами багаторівневого підходу є: відмінна електромагнітна сумісність, низькі втрати перемикачів і можливість роботи з високою напругою.

Основними недоліками даної методики являються велика кількість напівпровідникових перемикачів.

Будь-яка схема автономного інвертора напруги, навіть багаторівнева, складається з базових модулів. Найпростіший варіант модуля — це плече дворівневий автономний інвертор напруги (2P-AIH). На рис. 1.5 приведена структура такого інвертора в узагальненому m -фазному варіанті [4].

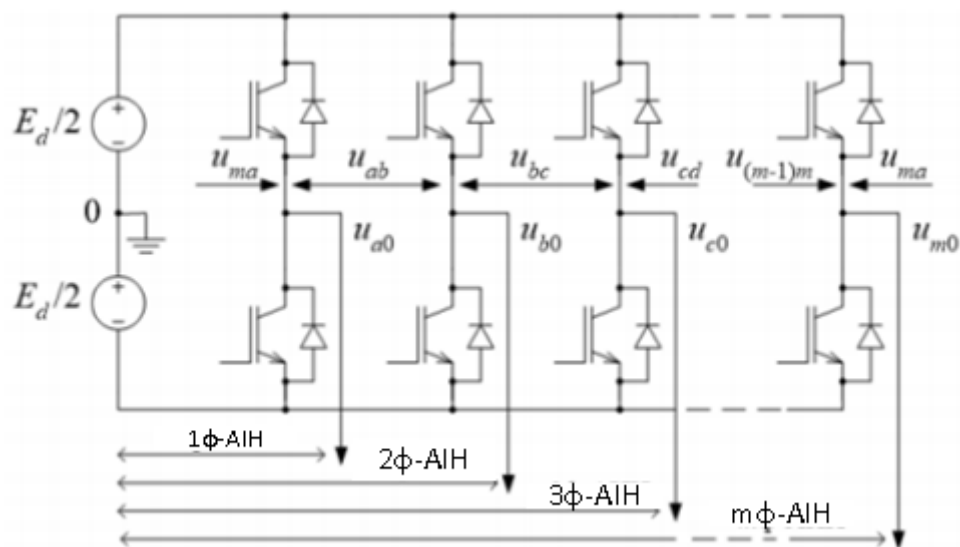


Рис. 1.5. Узагальнена схема m -фазного дворівневого автономного інвертора напруги

Основним модулем цієї схеми вважається частина, що будується з двох по чергово з'єднаних транзисторних ключів з непаралельними діодами. Живлення інвертора виконується від джерела ЕРС постійного струму, значення якого E_d . Вихідна напруга фази інвертора створюється в середній точці плеча, тобто там, де з'єднуються транзистори, і до цієї точки

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		10

під'єднується навантаження. Діоди, що з'єднані непаралельно з ключами, використовуються для передачі реактивної потужності активно-індуктивного навантаження в джерело живлення. Тому джерело повинне мати двобічну провідність, або до ланки постійного струму для балансу реактивної потужності потрібно підключити конденсатор великої ємності[4].

У будь-якої стійки 2P-AIH є всього два стани, а загальна кількість станів в m-фазному дворівневому автономному інверторі напруги дорівнює 2^m .

1.5.1. Топологія з фіксуючими діодами

На рис. 1.6. зображені однофазні представники трьох основних багаторівневих топологій, які відносяться до трирівневого автономного інвертора напруги (3P-AIH)

На рис. 1.6(а) представлена схема трирівневого плеча по топології з фіксованою нейтральною точкою NPC, або загальна назва, з фіксуючими діодами DC [4-6].

Також розрізняють трирівневі автономні інвертори напруги з фіксуючими конденсаторами 1.6(б), каскадний мостовий схему рис. 1.6(в).

Вони складаються з комбінації двох дворівневих послідовно з'єднаних плечей. Об'єднуючи середню точку фіксуючих діодів з середньою точкою джерела живлення, отримаєм нейтральну точку, або з середньою точкою двох конденсаторів ланки постійного струму[3].

Виходом сформованої стійки є точка з'єднання дворівневих плеч (V_0). Така побудова фази забезпечує утворення на її виході напруги з трьома рівнями напруги $+V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ і 0, де V_{dc} — повна напруга в ланці постійного струму (див. рис. 1.5).

					ДС51.5105.04.001	Арк
						11
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

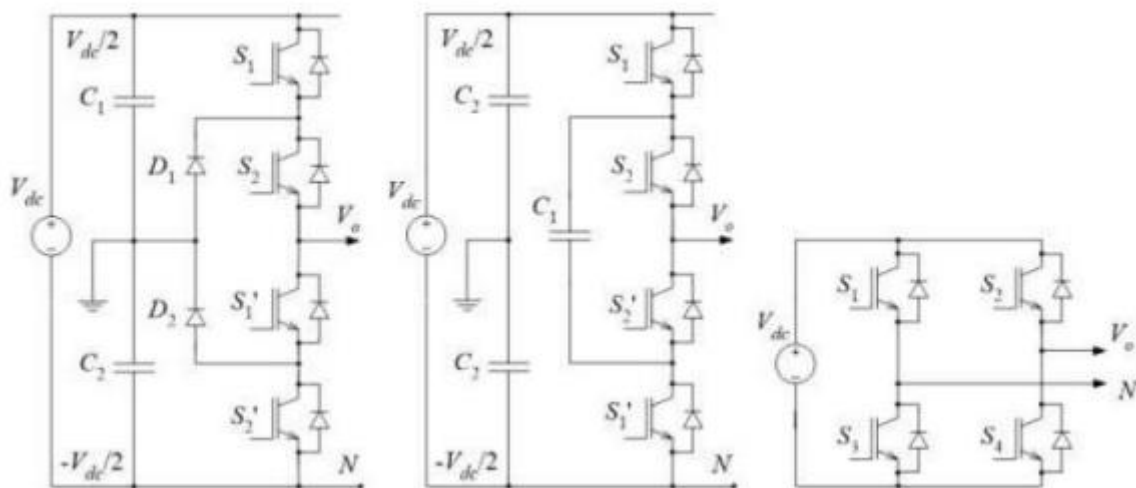


Рис. 1.6. Топології багаторівневого інвертора

Як і в дворівневому автономному інверторі напруги, в керуванні ключами трирівневого автономного інвертора напруги присутня закономірність, що забезпечує незалежність форми вихідної напруги від характеру навантаження: імпульси керування парами ключів S_1 і S_1' , S_2 і S_2' повинні бути комплементарними. Можна помітити, що рівень нульової напруги досягається тільки єдиною комбінацією $(S_1, S_2) = (0, 1)$.

Так як кожна стійка 3Р-АІН має три можливих стани, загальне число станів в m -фазному 3Р-АІН буде рівним 3^m [3].

1.5.2. Топологія з навісними конденсаторами

Друга базова топологія трирівневого автономного інвертора напруги представлена на рис. 1.4(б). Її особливість в тому, що замість фіксуючих діодів для формування рівнів вихідної напруги використовують конденсатори. В відповідності з цим дана структура називається топологією з фіксуючими конденсаторами СС, або навісними конденсаторами FC[4]-[6].

Фіксуючий конденсатор C_1 в схемі (див. рис. 1.4(б)) заряджений до напруги $V_{dc}/2$, що дає можливість формувати на виході фазного плеча відносно середньої точки джерела живлення, а також в лінійній напрузі трирівневого автономного інвертора напруги ті ж рівні напруги, що і в трирівневому автономному інверторі напруги по DC-топології.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

Перевага цього трирівневого автономного інвертора напруги в тому, що йому не потрібні додаткові фіксуючі діоди, як в інверторі на рис. 1.4(а). Недоліком FC-топології є присутність великої кількості конденсаторів великої ємності, тим більше при великому числі рівнів і фаз ЗР-АІН. При числі рівнів більше трьох виникає проблема дисбалансу напруг, але вже на навісних конденсаторах. Однак у відмінність від DC-топології в даному випадку дисбаланс напруг виникає через реактивну складову потужності навантаження. При чисто активному навантаженні напруги однакові.

Дисбаланс напруг на конденсаторах в багаторівневих автономних інверторах напруги по FC-топології запобігають введенням додаткових кіл в схему або розробкою алгоритма керування.

Для прикладу на рис. 1.7 наведена схема однофазного п'ятирівневого автономного інвертора напруги по FC-топології[4]. В даній схемі величина кожного рівня напруги складає $V_{dc}/4$, всі елементи схеми розраховані для даного рівня.

Тому послідовно з'єднані конденсатори присутні, як в ланці постійного струму, так і в гілках з навісними конденсаторами.

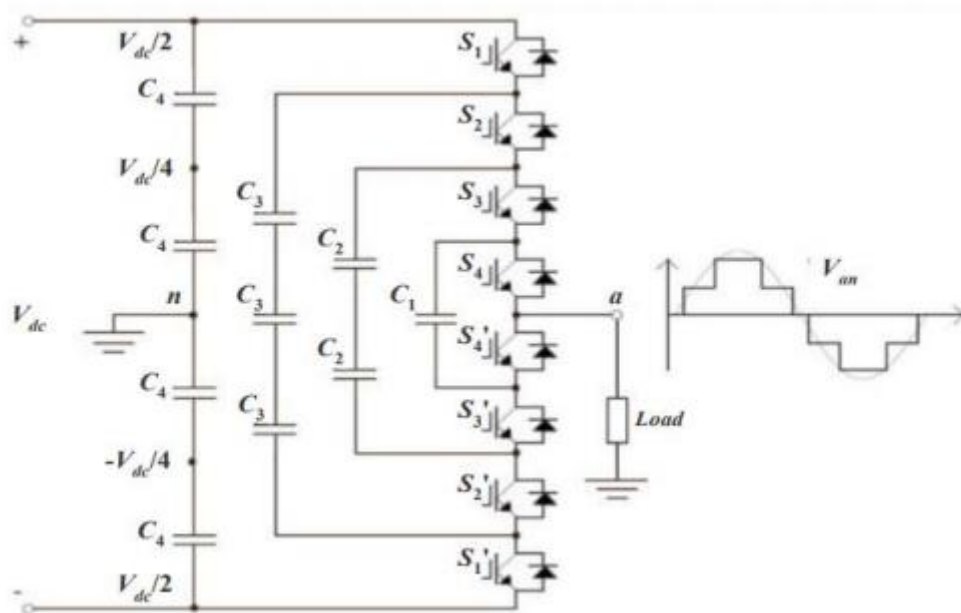


Рис. 1.7. Однофазний п'ятирівневий автономний інвертор напруги з фіксуючими конденсаторами

1.6 Каскадна мостова топологія

На рис. 1.8(в) представлена топологія багаторівневого автономного інвертора напруги, що називається каскадною мостовою СВН [4]-[6]. Багаторівнева форма напруги в таких типах перетворювачів отримується за рахунок послідовного з'єднання однофазних мостів.

Для трирівневого перетворювача базовий модуль плеча — це однофазний міст. Відносно одного із його виводів, наприклад N , на другому його виводі V_0 (див. рис. 1.8(в)) можливо отримати три рівня різної напруги $+V_{dc}$, 0 і $-V_{dc}$.

Кожна послідовно з'єднана мостова ланка додає в фазу два рівні напруги. Таким чином, дана топологія може формувати багаторівневий автономний інвертор напруги тільки з непарним числом рівнів. Для прикладу на рис. 1.8 представлена схема трифазного п'ятирівневого автономного інвертора напруги по СНВ-топології [4].

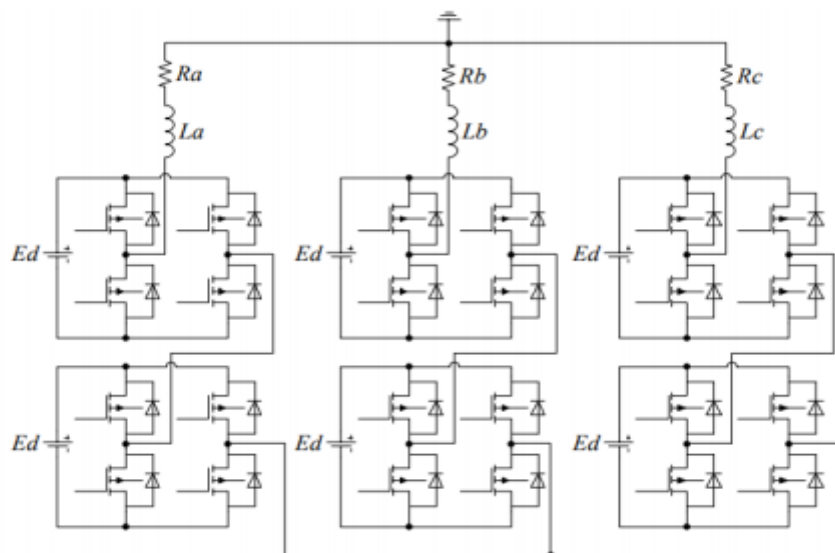


Рис. 1.8. Схема трифазного п'ятирівневого інвертора напруги по СНВ-топології

Перевага даної топології в тому, що для неї потрібна мала кількість компонентів: не потрібні додаткові фіксуючі конденсатори чи діоди. Але

недоліком є потреба в ізольованому джерелі постійної напруги для кожного однофазного моста (при передачі в навантаження активної потужності).

1.7. Методи регулювання вихідної напруги

1.7.1. Амплітудне регулювання

Автономні інвертори напруги рідко використовують як незалежний перетворювач, в основному вони являються структурним компонентом якоїсь перетворювальної системи, як правило елементом перетворювача частоти. Вимоги до характеристик вихідної напруги досить різні і вони напряму залежать від концепції системи

Концепція амплітудного способу регулювання базується на тому, що значення напруги на виході кожного автономного інвертора напруги пропорційна напрузі на вході. Таким чином, зміна середнього значення напруги на вході породжує зміну амплітуди напруги на виході автономного інвертора напруги. Такого роду спосіб регулювання частоти реалізується в структурах перетворювача частоти з ланкою постійного струму.

Для прикладу приведений частото-регульований електропривід, представлений на рис. 1.9, в якому використовується широко розповсюджений варіант перетворювача частоти, оснований на трифазній мостовій схемі автономного інвертора напруги. В таку схему входить керований випрямляч КВ,

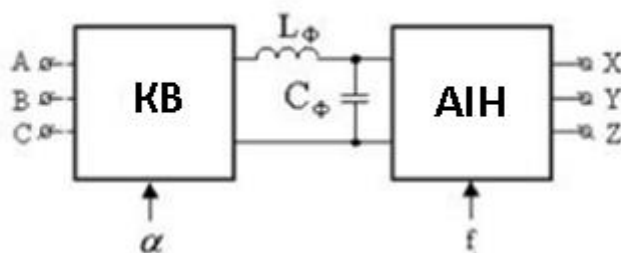


Рис. 1.9. Структурна схема частото-регульованого електропривода

Г-подібний фільтр L_{ϕ} , C_{ϕ} і трифазний мостовий автономний інвертор напруги без нульового вивода.

Частота вихідної напруги інвертора обумовлюється задаючим генератором системи керування, а амплітуда і діюче значення вихідної напруги автономного інвертора напруги — напругою на ємності фільтра.

Напруга на ємності регулює кутами керування тиристорів КВ. Регулювальна характеристика перетворювача описується рівнянням[7]:

$$U_{n(1)} = k_{n(1)} U_{d\alpha} \approx k_n E_{d0} \cos \alpha, \quad (1.1)$$

де U_d - діюче значення вихідної напруги; n - номер гармонічної складової; δ - відносна кутова тривалість прямокутного імпульсу на інтервалі одного півперіоду.

Присутність двох розділених, самостійних каналів керування частотою вихідної напруги автономного інвертора напруги дає можливість достатньо просто втілювати потрібні закони керування любим двигуном.

Ця структура дуже ефективна, коли використовуються швидкісні двигуни (наприклад, на 500 Гц чи 1000 Гц), так як форма вихідної напруги майже не залежить від глибини регулювання, а силові ключі інвертора працюють на основній, відносно невисокій, частоті[7].

Головним мінусом такої системи вважається стрімке падіння вхідного коефіцієнта потужності при збільшенні кутів керування. За цією причиною тільки в режимах, близьких до номінального, є ймовірність, що будуть високі енергетичні показники. Крім цього, величина ємності фільтра в ланці постійного струму, яка необхідна для збереження коефіцієнта пульсацій вхідної напруги при зменшенні вихідної частоти, зростає пропорційно квадрату діапазону регулювання вихідної частоти[7].

Представлену структуру можливо легко реалізовані й в однофазних перетворювачах, у тому числі й у випадках, коли число фаз на вході і на виході не збігається. Загальним недоліком всіх описаних вище структур є неможливість рекуперації енергії в живильну мережу, що потрібно,

					ДС51.5105.04.001	Арк
						16
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

наприклад, при гальмуванні електропривода, коли кінетична енергія повинна бути, або повернута в живильну мережу, або розсіяна в навколишній простір[7].

1.7.2. Метод геометричного підсумування

Структурна схема перетворювача, зображена на рис. 1.10, що складається з двох подібних інверторів напруги АІН1 та АІН2, що живляться від однакових джерел напруги, величина яких E_d (але можливе й використання одного джерела), а їх вихідні напруги складаються завдяки двом трансформаторам, вторинні обмотки яких і опір навантаження введені послідовно, і Г-подібний фільтр L_Φ , C_Φ . моменти комутації в інверторах і криві вихідних напруг здвигаются по фазі на той же кут ψ .

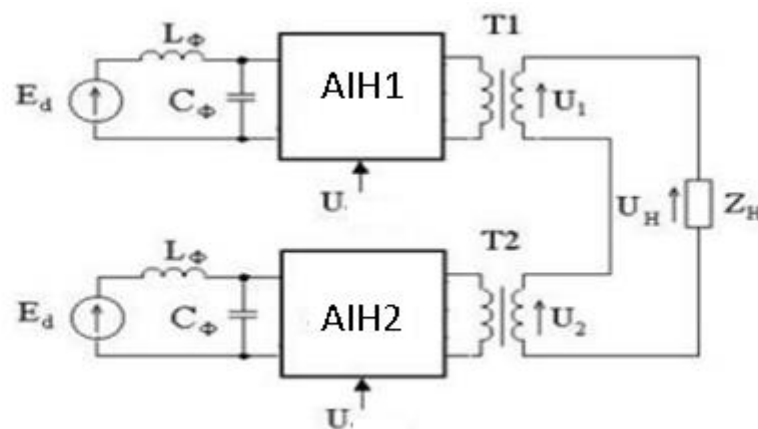


Рис. 1.10. Структурна схема автономного інвертора напруги з геометричним підсумування напруг

Часові діаграми напруг в схемі зображені на рис. 1.11. Можна побачити, що коли полярності ЕРС обмоток трансформатора сходяться, в даний момент часу напруга на навантаженні — це сума цих ЕРС. Так і навпаки, якщо у ЕРС різні полярності, то напруга на навантаженні рівна різниці. І якщо ЕРС однієї обмотки рівна ЕРС іншої обмотки, то напруга на навантаженні, відповідно, буде нуль. Тому, коли змінюється кут ψ ,

змінюється не тільки тривалість імпульсу, прикладеного до опору навантаження, а і діюче значення цього навантаження.

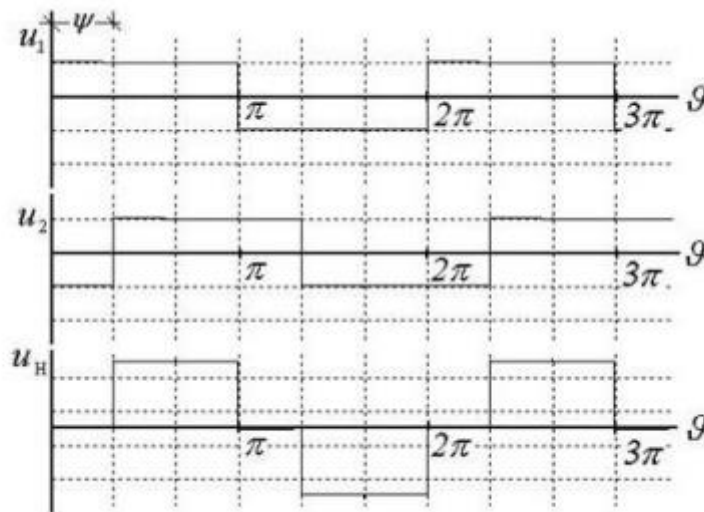


Рис. 1.11. Часові діаграми кривих формування вихідної напруги методом геометричного підсумування

Тому змінюючи кут здвигу між напругами, змінюється форма напруги на виході і, відповідно, його спектральний склад. Спектр вихідної напруги інвертора можна описати виразом:

$$U_n = \frac{4}{\pi} U_m \sum_{k=1,3,5}^{k=\infty} \frac{1}{k} \cos \frac{k\Psi}{2} \sin k\vartheta. \quad (1.2)$$

Діюче значення повної кривої описується виразом:

$$U_{\text{Heф}} = U_m \sqrt{\frac{\pi - \Psi}{\pi}}. \quad (1.3)$$

З виразів (1.2) та (1.3), можна зробити висновок, що при величині кута $\Psi > \pi/3$ діюче значення вихідної напруги зменшується не так стрімко, як діюче значення першої гармоніки цієї напруги. Тому, збільшуючи глибину регулювання, з'являються спотворення кривої напруги на виході. Загалом, регулювання методом геометричного підсумування можна реалізувати і для трифазних схем автономних інверторів напруги [7].

Плюсом такого способу регулювання вважається, що для регулювання вихідної напруги не потрібна додаткова встановлена потужність, яка присутня в схемах з амплітудним регулюванням.

Але головним недоліком описаного способу є залежність форми вихідної напруги від кута здвигу між напругами блоків. На практиці, прийнятна форма кривої вихідної напруги лишається тільки при кутах здвигу не більше 90° .

1.7.3 Широтно-імпульсна модуляція

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ) це один з найбільш ефективних методів поліпшення якості вихідного спектру напруги автономного інвертора напруги. Суттю методу є те, що вихідної напруга формується у вигляді високочастотних імпульсів, тривалість яких модулюється по заздалегідь визначеному закону, найчастіше – синусоїдальному. Частота модуляції – це частота з якою змінюється тривалість імпульсів, а частота повторення імпульсів це – частота комутації. За допомогою відповідних фільтрів можна легко подавити гармоніки, що кратні частоті комутації. Це пояснюється тим, що частота комутації зазвичай набагато вище частоти модуляції [7].

На даний момент є багато різноманітних видів ШІМ, у відповідності до різних ознак. З погляду на вид імпульсів вихідної напруги буває однополярна та двополярна. Двополярна широтно-імпульсна модуляція, що реалізовується в однофазній мостовій схемі інвертора зображена на рис. 1.3. Це можливо за умови, що перша пара силових ключів перемикаються з частотою сигналу модуляції в моменти $0, \pi, 2\pi$ і т.д., а інша пара з частотою комутації.

Імпульси керування, формуються в результаті зрівняння модулюючої напруги U_m з опорною $U_{оп}$, це зображено на рис. 1.12(б).

Основний недолік двополярної модуляції це велика амплітуда високочастотної складової у складі вихідної напруги [7].

					ДС51.5105.04.001	Арк
						19
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

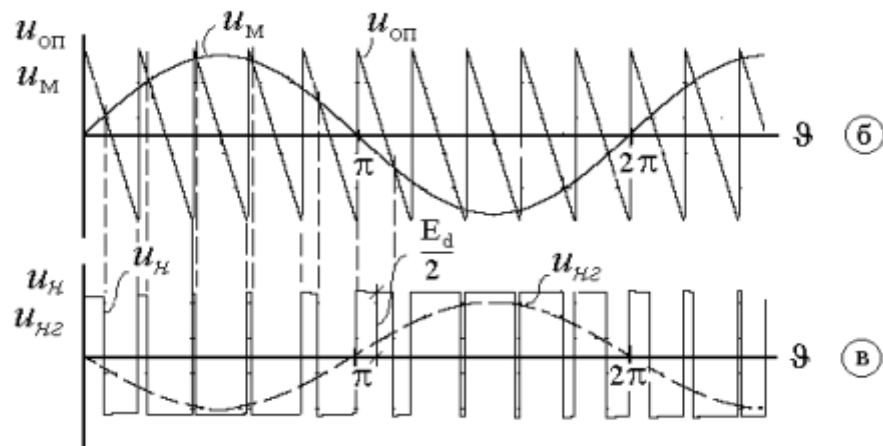


Рис. 1.12 Формування вихідної напруги при двополярній ШІМ

Під час однополярної модуляції (див. рис. 1.13), протягом однієї напівхвилі модулюючого сигналу, формуються імпульси, що мають одну полярність, та інтервали з нульовою напругою, що сформовані замість імпульсів напруги протилежної з полярності. І якщо змінювати тривалість імпульсів напруги, буде змінюватися тривалість нульової полички, щоб період частоти комутації лишився сталим.

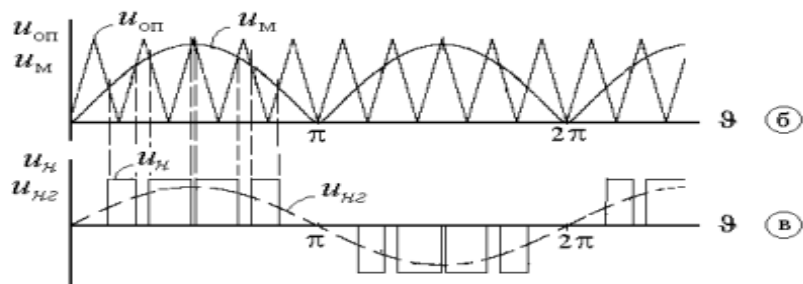


Рис. 1.13 Формування вихідної напруги при двополярній ШІМ

Тривалість імпульсів керування формується в такий же спосіб, що і в попередньому випадку. Формування імпульсу позитивної полярності, реалізовується при одночасному ввімкненні силових транзисторів VT1 і VT4. Так, як транзистор VT4 перемикається на високою частотою, то при цьому транзистор VT1 залишиться відкритим, це призводить до замикання струму навантаження, запасеного в індуктивності, через транзистор VT1 і діод VD3.

На виході інвертора напруга буде дорівнювати сумі падінь напруг на транзисторі та діоді, тому буде близька нулю. Таким же чином створюється і нульова поличка. Аналогічним чином відбувається формування негативної напівхвилі. Основна перевага однополярної модуляції, якщо порівнювати з двополярною, це значне зменшення амплітуд високочастотних гармонік в спектрі вихідної напруги [7].

Також якщо класифікувати по способу формування тривалості високочастотних імпульсів бувають ШІМ першого і другого роду. При широтно-імпульсній модуляції першого роду (ШІМ-1) тривалість імпульсу вихідної напруги пропорційна значенням модулюючого сигналу. ШІМ-1 проілюстрована на рис. 1.14(а).

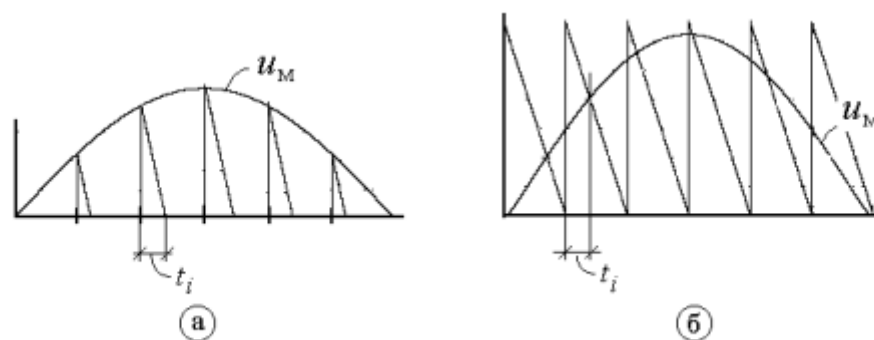


Рис. 1.14 Широтно-імпульсна модуляція першого (а) і другого (б) роду.

ШІМ-2 показана на рис. 1.14(б). Тут тривалість імпульсу визначається значенням модулюючого сигналу у момент закінчення імпульсу[7].

Також за способом зміни тривалості розрізняють односторонню і двосторонню модуляцію. На рис. 1.12 зображена одностороння модуляція.

Відповідно, на рис. 1.13 показана двостороння модуляції.

Ширина імпульсів при ШІМ залежить від співвідношення амплітуд сигналів U_m і $U_{оп}$. Параметр що характеризує це співвідношення, називається індексом амплітудної модуляції:

$$M_a = \frac{U_m}{U_{оп}}. \quad (1.4)$$

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		21

Також варто зазначити, що при роботі однофазного автономного інвертора напруги на активно-індуктивне навантаження при синусоїдальній ШІМ в вихідній напрузі присутні гармоніки напруги n -го порядку, що визначаються коефіцієнтом кратності частоти M_f :

$$n = lM_f \pm k. \quad (1.5)$$

Тут при однополярній модуляції: $k=1, 3, 5, \dots$, при $l=2, 4, 6, \dots$;

при двополярній модуляції: $k=1, 3, 5, \dots$, при $l=2, 4, 6, \dots$; $k=2, 4, 6, \dots$, при $l=1, 3, 5, \dots$

Таким чином, частотні спектри вихідної напруги однофазних інверторів мають крім першої гармоніки частотою f_1 і інші гармоніки, кратні коефіцієнту M_f , з частотами що залежать від значень числа k .

Існують різні типи і способи керування Автономними інверторами напруги. По фазності розрізняють одно-, трьох- і багатофазні, по кількості рівнів дворівневі і багаторівневі. Керування вихідною напругою можна здійснювати за допомогою амплітудне регулювання, фазове регулювання та широтно-імпульсна модуляція. В даній роботі досліджується однофазний дворівневий мостовий інвертор напруги.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		22

2 РОБОТА АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ З НЕЛІНІЙНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

2.1 Методи покращення гармонійного складу вихідної напруги

З принципу дії інвертора напруги випливає, що інвертори такого типу формують на навантаженні напругу прямокутної форми, що в більшості випадків небажано. Дійсно, напруга прямокутної форми має дуже високу швидкість зміни на фронтах, що приводить до формування потужних завад. Крім того, наявність вищих гармонік у такій кривій викликає додаткові втрати в навантаженні, а також може викликати інші небажані ефекти: наприклад, у двигунах змінного струму третя гармоніка напруги створює обертове поле потрібної частоти. При використанні автономного інвертора напруги в агрегатах безперебійного живлення чи в бортових системах змінного струму, у більшості випадків потрібно, щоб вихідна напруга джерела мала форму кривої, близьку до синусоїдальної. Відхилення кривої вихідної напруги від синусоїди оцінюється за допомогою коефіцієнта гармонік, що наводився вище.

Величина коефіцієнта гармонік може вимірятися у відсотках і звичайно повинна лежати в межах 5 - 10 %. Таким чином, при розробці пристроїв на базі автономного інвертора напруги досить часто встає задача поліпшення спектра вихідної напруги до рівня, передбаченого технічним завданням. В даний час відомі наступні основні методики поліпшення спектра вихідної напруги автономного інвертора напруги:

- спосіб селективного виключення декількох гармонік;
- метод програмованої модуляції;
- режим кодового широтно-імпульсного регулювання;
- застосування силових фільтрів;
- корегуючі пристрої.

Нижче наведено кілька методів поліпшення спектра вихідної напруги.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						23
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.1.1 Метод селективного виключення декількох гармонік

Даний спосіб базується на задаванні фіксованих кутів перемикання α_1 і α_2 тиристорів. При певних кутах α відсутні відповідні гармоніки.

Метод селективного виключення декількох гармонік може бути використаний при явних обмеженнях частоти імпульсної модуляції. Зазвичай в таких випадках виключаються низькочастотні 3, 5 і 7-ма гармоніки частотного спектру напруги. Це слідує з залежності амплітуд вищих гармонік від ширини імпульсів. Наприклад, в схемах однофазних автономних інверторів напруги, що працюють з комутацією ключів один раз за кожен півперіод, імпульси вихідної напруги мають прямокутну форму. При широтно-імпульсному регулюванні напруги ширина прямокутних імпульсів змінюється і гармонічний склад вихідної напруги u_{ab} може бути визначений з наступної залежності:

$$u_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\vartheta, \quad (2.1)$$

де U_d - діюче значення вихідної напруги; n - номер гармонічної складової; δ - відносна кутова тривалість прямокутного імпульсу на інтервалі одного півперіоду.

З формули (1.5) видно, що при $\delta = 2\pi/3$ 3-тя гармоніка виключена із спектрального складу вихідної напруги інвертора, тобто виконуються лише дві комутації ключів за один півперіод.

Якщо число комутацій збільшити за один півперіод, то можна забезпечити виключення більшого числа гармонік. Загальним правилом для однофазних схем інверторів є виключення числа гармонік, що рівне $N-1$. Наприклад при кількості комутацій $N=3$, що відбуваються в схемі з двополярною модуляцією, коли $M_a = 0.3$, при відповідних значеннях α_1 і α_2 (рис. 2.1) з спектра будуть виключені 3-тя і 5-та гармоніки. Відповідно при $N=4$ можливе виключення 3, 5, 7-ї гармонік.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						24
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

При однополярній модуляції значення кутів α будуть відрізнятися від значень кутів, визначених для двополярної модуляції.

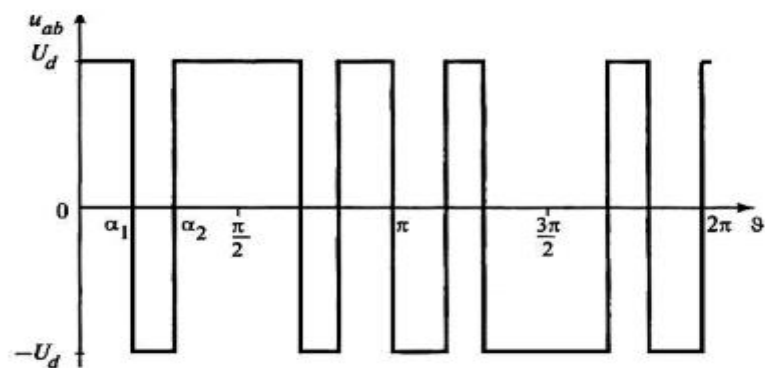


Рис. 2.1. Діаграми селективного виключення з спектрального складу однофазного інвертора напруги 3-ї і 5-ї гармоніки.

2.1.2 Метод програмованого пошуку оптимальних значень кутів комутації

Метод ідеально підходить для пошуку імпульсної послідовності, яка виключає вибрані гармонійні складові по критерію мінімізації коефіцієнта гармонійних спотворень при наявності потужних обчислювальних можливостей. Суттю даного методу є пошук оптимальної форми по критерію мінімізації коефіцієнта гармонійних спотворень з заданою кількістю перемикачів силових ключів і діючим значенням сигналу на четверті періоду.

Процес обчислень оптимізації здійснюється в автономному режимі на персональному комп'ютері. Кути перемикачів зберігаються в пам'яті PWM-контролера. Оскільки ці кути завжди синхронізовані з основною складовою, гармонічний спектр вільний від субгармонічних компонентів.

Перемикач імпульсів завжди працює в синхронізмі, так що кількість імпульсів на цикл повинно змінюватися дискретно, оскільки частота зменшується для того, щоб підтримувати хорошу якість сигналу. Оскільки комплексність обчислень значно збільшується зі збільшенням кількості кутів перемикачів, цей метод часто поєднується з методами вибірки, для кращого результату.

Якщо розглядати імпульсний сигнал, який складається з послідовності позитивних і негативних імпульсів однієї амплітуди і ширини, але з різними відстанями між ними, як показано на рис. 2.2.

Така форма імпульсного сигналу реалізовується за допомогою однофазних мостових інверторів.

Представлена на рис. 2.2 форма імпульсного сигналу завдяки властивостям симетрії:

$$f(t) = f(\pi - t) = -f(2\pi - t). \quad (2.2)$$

Функція, що описує таку форму сигналу може бути задана набором значень кутів комутації $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ на четверті періоду коливань сигналу. При цьому значення кутів комутації повинні задовільняти умову:

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_{N-1} \leq \theta_N \leq \frac{\pi}{2}. \quad (2.3)$$

Оскільки кількість енергії на виході інвертора повинна задаватися і бути постійною, при пошуку оптимальних кутів перемикання необхідно ввести

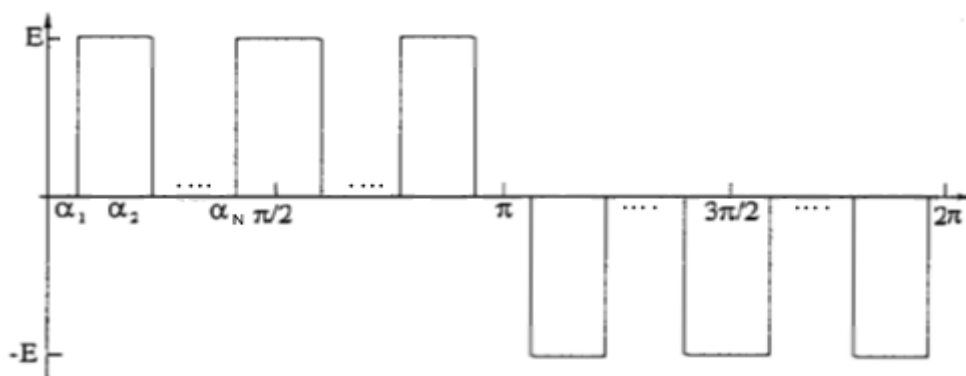


Рис. 2.2. Трирівнева форма імпульсного сигналу

обмеження по діючому значенню першої гармоніки. Так як ширина імпульсів постійна, необхідно ввести обмеження необхідної різниці між сусідніми кутами перемикання. Видалення вибраних спектральних складових буде виконуватися за допомогою введення обмежень з заданою відносною точністю $\varepsilon > 0$.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						26
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

В загальному вигляді задача знаходження оптимальної форми імпульсного модульованого сигналу по критерію мінімізації коефіцієнта гармонійних спотворень може бути представлена в наступному вигляді:

$$K_{\Gamma} = f(\theta_1, \dots, \theta_n) \rightarrow \min; \quad (2.4)$$

$$2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \theta_1 \sin(\omega t) dt = A; \quad (2.5)$$

$$\theta_{2k+1} - \theta_{2k} = \text{const} = \frac{A}{2 \cdot N \cdot E}; \quad (2.6)$$

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \theta_{N-1} \leq \theta_N \leq \frac{\pi}{2}; \quad (2.7)$$

$$\theta_i \leq \frac{\varepsilon}{\theta_1}. \quad (2.8)$$

де i – номер гармонійної складової, яка має бути виключена.

Вирішення задачі можна реалізувати за допомогою рівномірного перебору значень кутів комутації, які задовільняють задані обмеження

Перевагами методу програмної модуляції часто нехтують з розрахунку на значні обчислювальні витрати, зусилля.

2.1.3 Режим кодового широтно-імпульсного регулювання

Напруга режиму кодового широтно-імпульсного регулювання (ШПР-КД) – це багатоімпульсна напруга, що складається з імпульсів однакової тривалості і однакової по абсолютній величині амплітуди. Амплітуда основної гармоніки такої напруги регулюється однаковою рівномірною зміною тривалості всіх імпульсів на половини періоду частоти основної гармоніки. Такі напруги зручно позначати наступним чином: ШПР-КД $N_1, N_2/p$, де N_1 і N_2 – номери перших, не виключених перших гармонік, а p – число імпульсів на четверті періоду частоти основної гармоніки. Умова синтезу напруг режиму ШПР-КД для виключення N гармонік на всьому діапазоні регулювання амплітуди основної гармоніки має вигляд:

					ДС51.5105.04.001	Арк
						27
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^S \sin(\beta_i) \neq 0; \\ \sum_{i=1}^S \sin(3\beta_i) \rightarrow 0; \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^S \sin(N\beta_i) \rightarrow 0. \end{array} \right. \quad (2.9)$$

де β_i – координата центру i -го імпульсу.

Загальний випадок напруги режиму ШПР-КД показаний на рис. 2.3

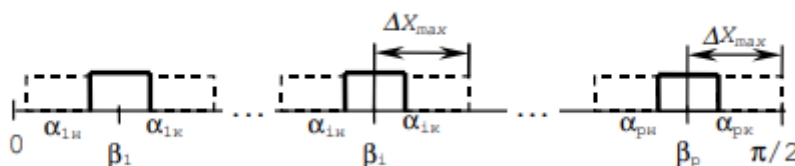


Рис. 2.3 Узагальнена форма напруги режиму ШПР-КД

Така функція може бути представлена наступним чином:

$$f(\omega_1 t) = \begin{cases} 0, \omega_1 t \notin [\alpha_{i'}; \alpha_{i_h}]; \\ 1, \omega_1 t \in [\alpha_{i'}; \alpha_{i_h}]. \end{cases} \quad (2.10)$$

Розкладемо наведену функцію в ряд Фур'є:

$$f(\omega_1 t) = a_0 + \sum_{q=1}^{\infty} [a_q \cos(q \omega_1 t) + b_q \sin(q \omega_1 t)], \quad (2.11)$$

де ω_1 – частота основної гармоніки; q – номер гармоніки; a_0 , a_q , b_q – коефіцієнти Фур'є (в силу чотвертьхвильової симетрії приведеної функції $a_0 = 0, b_q = 0$ для всіх парних q).

$$b_q = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\omega_1 t) \sin(q \omega_1 t) dt = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^p [\cos(q \alpha_{i_h}) - \cos(q \alpha_{i'})] = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^p \left[\sin\left(q \frac{\alpha_{i_h} - \alpha_{i'}}{2}\right) \cdot \sin\left(q \frac{\alpha_{i_h} + \alpha_{i'}}{2}\right) \right], \quad (2.12)$$

де α_{ih} – координата початку i -го імпульсу; $\alpha_{i'}$ – координата кінця i -го імпульсу; p – число імпульсів на четверть періоду основної гармоніки; $q = 1, 3, 5, \dots, 2n + 1$; $n = 1, 2, 3, \dots$

Таким чином, амплітуда будь-якої гармоніки напруги режиму ШПР-КД можна визначити за наступною формулою:

$$A_q = \frac{8}{\pi q} \sin \left(\frac{q \pi k_p \Delta X_{\max}^*}{a_s} \right) \sum_{i=1}^p \sin \left(\frac{q \pi \beta_i^*}{a_s} \right), \quad (2.13)$$

де $\Delta X_{\max} = \frac{\alpha_{ih} - \alpha_{i'}}{2}$ – половина максимальної довжини любого імпульсу, тобто:

$$\Delta X_{\max} = \min \left\{ \frac{(\beta_1 - \beta_{i-1}) / 2}{\pi - \beta_p} \right\}. \quad (2.14)$$

ΔX_{\max}^* – половина максимальної відносної тривалості імпульсів ($\Delta X_{\max}^* = \Delta X_{\max} / a_s$);

$$\beta_i = \frac{\alpha_{i'} + \alpha_{ih}}{2} - \text{координата центра } i\text{-го імпульса};$$

β_i^* – відносна координата i -го імпульсу ($\beta_i^* = \beta_i / a_s$);

a_s – число ділянок апроксимації, тобто, число відрізків, на яке розділена половина періоду основної гармоніки;

$k_p = 0 \dots 1$ – коефіцієнт регулювання.

Коефіцієнт регулювання – це відношення величини опорного навантаження (U_{on}) до амплітуди пілкоподібної напруги (U_n), незалежно від форми пілкоподібної напруги:

$$k_p = U_{on} / U_n. \quad (2.15)$$

Напруги режиму ШПР-КД дозволяють виключити нижчі з вищих гармонік при мінімальному числі імпульсів на половині частоти основної гармоніки у всьому діапазоні регулювання вихідного струму інвертора. Відомо, що збільшення числа імпульсів на половині періоду частоти основної гармоніки дозволяє при рівномірній модуляції їх тривалості

					ДС51.5105.04.001	Арк
						29
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

додатково ослабити вищі гармоніки у всьому діапазоні регулювання, зберігаючи структуру спектрального складу напруги. Напруги, отримані за рахунок збільшення числа імпульсів без зміни структури спектрального складу, будемо називати надлишковими.

Результати синтезу параметрів напруги ШПР-КД, а також їх надлишкові варіанти (число імпульсів перевищує число гармонік, що виключаються) приведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1.

Результати синтезу параметрів ШПР-КД, а також надлишкові варіанти

№ п/п	Назва режиму	Число імпульсів (р) на $\pi/2$	Номери N_1, N_2 перших невиключених гармонік	Координати імпульсів β_i^*	ΔX_{\max}^*	as
1.	ШПР-КД 5, 7/1	1	5, 7	2	1	6
2.	ШПР-КД 5, 7/2*	2	5, 7	3, 5	1	12
3.	ШПР-КД 7, 11/2	2	7, 11	7, 13	2	30
4.	ШПР-КД 7, 11/4*	4	7, 11	6, 8, 12, 14	1	30
5.	ШПР-КД 7, 11/2	2	7, 11	1, 11	4	30
6.	ШПР-КД 7, 11/4*	4	7, 11	-1, 3, 9, 13	2	30
7.	ШПР-КД 7, 11/5*	5	7, 11	4, 8, 10, 12, 14	1	30
8.	ШПР-КД 11, 13/4	4	11, 13	16, -26, 44, 86	19	210
9.	ШПР-КД 11, 13/4	4	11, 13	4, 46, 74, 94	11	210
10.	ШПР-КД 11, 13/4	4	11, 13	-8, 22, 62, 92	13	210
11.	ШПР-КД 11, 13/4	4	11, 13	32, -38, 52, 88	17	210
12.	ШПР-КД 11, 13/35*	35	11, 13	4, 6, 26, ..., 36, 46, ..., 68, ..., 104	1	210
13.	ШПР-КД 11, 13/34*	34	11, 13	16, ..., 20, 36, ..., 48, 56, ..., 68, 72, ..., 104	1	210

Знак «-» перед координатою центра імпульсу означає, що даний імпульс має протилежну полярність на інтервалі $0 \dots \pi/2$. Зірочками (*) позначені варіанти режимів ШПР-КД з надлишковим числом імпульсів за половину періоду основної гармоніки (надлишкові режими). Координати центрів β_i^* і половини максимальних тривалостей імпульсів ΔX_{\max}^* також приведені в таблиці в відносних одиницях.

Подальше збільшення числа імпульсів на половині періоду вихідної напруги приведе до суттєвого збільшення частоти комутації силових ключів

мостового комутатора і, відповідно, до збільшення втрат в силовій частині інвертора.

Аналіз спектрального складу синтезованих напруг режиму ШПР-КД проводиться за допомогою наступного відношення:

$$A_q^*(k_p) = \frac{|A_q(k_p)|}{A_1(k_p)}. \quad (2.16)$$

Використання напруг режиму ШПР-КД з надлишковим числом імпульсів за половину півперіоду основної гармоніки дозволяє істотно послабити амплітуди нищих з вищих гармонік у всьому діапазоні регулювання амплітуди основної гармоніки.

Перевагою напруг режиму ШПР-КД є простота її реалізації цифро-аналоговими методами за допомогою як і однофазного так і трифазного мостового комутатора. На рис. 2.4 – 2.6 представлені форми напруг режиму ШПР-КД, а також спектральні склади.

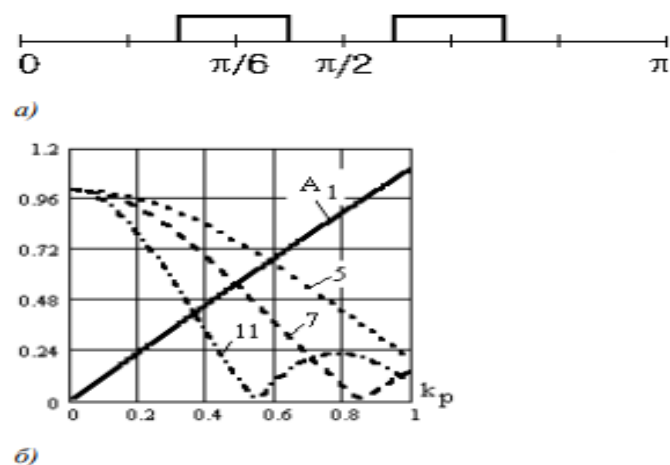
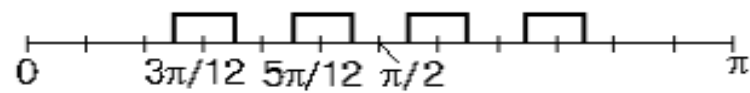
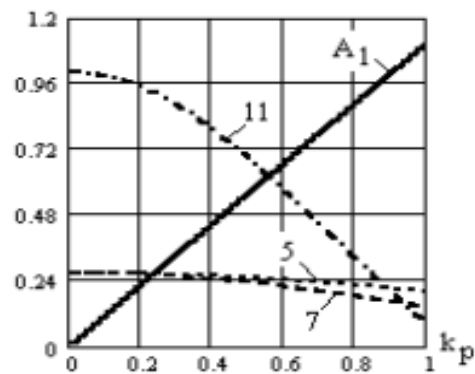


Рис. 2.4. Форма напруги (а), спектральний склад (б) ШПР-КД 5, 7/1

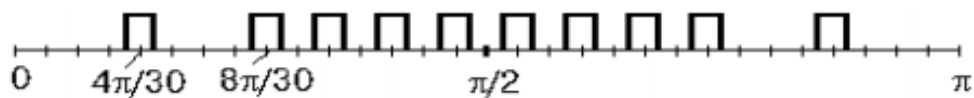


a)

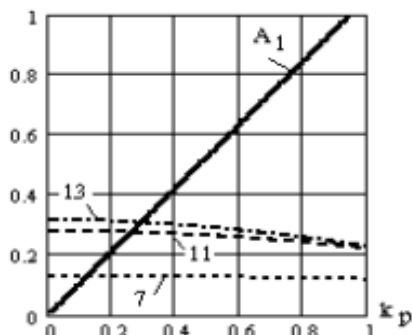


б)

Рис. 2.5. Форма напруги (а), спектральний склад (б) ШПР-КД 5, 7/2



a)



б)

Рис. 2.6. Форма напруги (а), спектральний склад (б) ШПР-КД 7, 11/5

2.1.4 Силові фільтри

Зазвичай, всі перетворювачі на базі автономного інвертора напруги мають вхідний та вихідний фільтри. Це необхідно тому, що вихідний струм інвертора доволі складної форми з розривами в моменти коли ключі комутують. Також для усунення перенапруги на вході інвертора і спотворень вихідної напруги, на вхід інвертора встановлюють ємнісний або Г-подібний фільтр.

Використовують Г-подібні фільтри щоб уникнути потраплянь складових вхідного струму інвертора високої частоти в джерело первинного живлення.

На рис. 2.7 показана еквівалентна схема такого фільтра, де джерело ЕРС e_d показує миттєве значення напруги випрямляча на виході, джерело струму i_{bx} – показує миттєве значення струму інвертора на виході. Параметри фільтра зазвичай вибирають з умовою забезпечити як і згладжування пульсацій напруги випрямляча на виході, так і щоб запобігти потрапляння складових вхідного струму інвертора високої частоти у джерело живлення

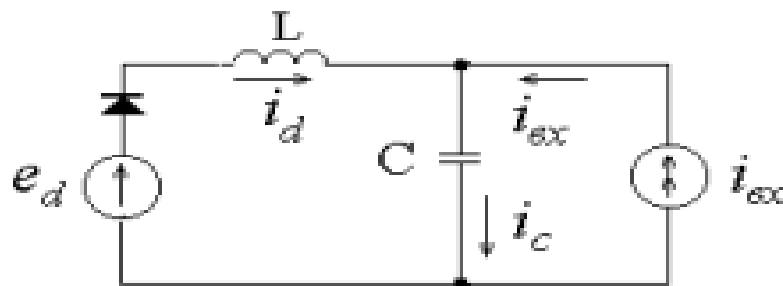


Рис. 2.7 Еквівалентна схема вхідного фільтра

Щоб розрахувати ємність фільтра потрібно мати амплітуду і частоту першої гармоніки пульсацій струму на виході.

Зазвичай, частоту першої гармоніки пульсацій струму на виході визначають за допомогою формули:

$$f_{ex(1)} = qm \cdot f_m, \quad (2.17)$$

а амплітуда розраховується:

$$I_{ex(1)m} = \frac{2I_d}{(qm)^2 - 1} \sqrt{1 + (qm)^2 \operatorname{tg}^2 \varphi}, \quad (2.18)$$

де qm – пульсність схеми. Для однофазного мостового інвертора $qm = 1$; f_m – частота модулюючої напруги; I_d – середнє значення струму на виході.

Вихідний фільтр інвертора теж дуже часто використовується. Найчастіше застосовується Г-подібний фільтр, еквівалентна схема якого показана на рис. 2.8.

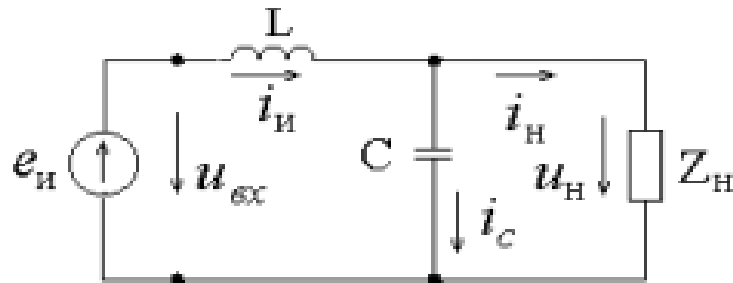


Рис. 2.8. Еквівалентна схема вихідного фільтра

2.1.5. Корегуючі пристрої

Хорошою практикою для оптимізації гармонійного складу є використання магнітних синтезаторів. Магнітний синтезатор, що випускається компанією Liebert Corporation забезпечує захист від різноманітних спотворень електроживлення, зокрема, від провалів і викидів напруги, імпульсних і високочастотних вад, наявності високих гармонік, що викликають спотворення синусоїдальної форми вихідної напруги. Вихідна напруга магнітного синтезатора на кожному півперіоді основної частоти генерується шляхом об'єднання шести прямокутних імпульсів від зв'язаних між собою трансформаторів з насиченням, аналогічно інверторам з ступінчатим принципом керування. Однак магнітний синтезатор не має жодних силових напівпровідникових елементів, виконуючи функцію стабілізатора напруги.

Блок-схема магнітного синтезатора представлена на рис. 2.9. Лінійні дроселі перетворюють вхідне джерело напруги в джерело струму. В цьому випадку струм блока трансформаторів не залежить від значень вхідної напруги що змінюються в широких межах ($\pm 40\%$). Такий спосіб передачі енергії практично повністю виключає похибки і можливі коливання напруги.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		34

Через блок гальванічної розв'язки енергія потрапляє в блок імпульсних трансформаторів і блок конденсаторів. Шість з'єднаних один з одним імпульсних трансформаторів з насиченням створюють форму синтезованої напруги. Кожен трансформатор генерує на півперіоді один із шести імпульсів з визначеною вольт-амперною площею, що забезпечується спеціальною конструкцією трансформаторів і блоком конденсаторів. Неперервний обмін енергією, що накопичилася в блоці імпульсних трансформаторів і в блоці конденсаторів, забезпечує глибоке насичення сердечників трансформаторів і точне регулювання імпульсів, що формуються по амплітуді і тривалості.

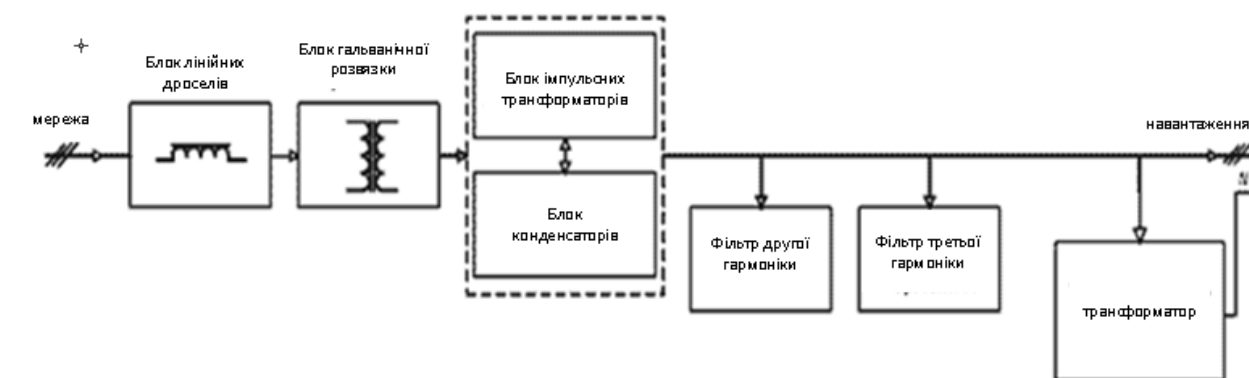


Рис. 2.9 Блок-схема магнітного синтезатора

І ще один спосіб, це використання активного кондиціонера гармонік. Активний кондиціонер гармонік на відміну від магнітного синтезатора підключається не послідовно з нелінійним навантаженням а паралельно (рис. 2.10.).

Принцип дії активного кондиціонера гармонік (АКГ) оснований на аналізі струму нелінійного навантаження і генерування в розподільну мережу таких же гармонік струму, але з протилежною фазою. Як результат, вищі гармоніки струму нейтралізуються в точці підключення АКГ. Це означає, що вони не поширюються від нелінійного навантаження в мережу і не спотворюють напругу первинного джерела енергії.

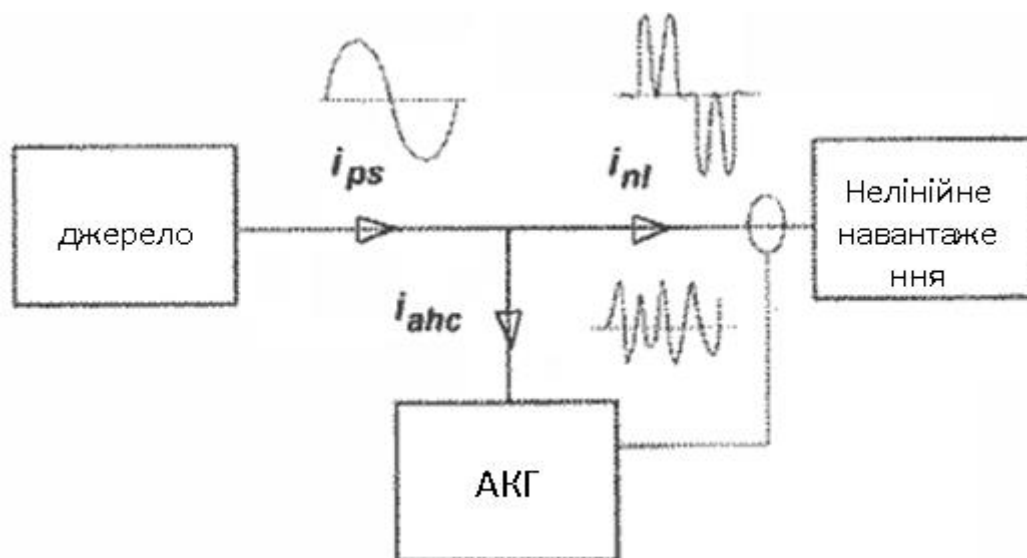


Рис. 2.10 Схема включення активного кондиціонера гармонік

Струм нелінійного навантаження має основну i_1 і вищі гармоніки i_n :

$$i_{n1} = i_1 + \sum_{n>1} i_n. \quad (2.19)$$

Струм АКГ має протифазні струму навантаження вищі гармоніки:

$$i_{abc} = -\sum_{n>1} i_n. \quad (2.20)$$

В результаті струм, що споживається від джерела, практично синусоїдальний, так як має лише першу гармоніку:

$$i_{ps} = i_{n1} + i_{abc} = i_1. \quad (2.21)$$

Таким чином, джерело забезпечує тільки основну гармоніку струму навантаження, а АКГ покриває практично весь спектр вищих гармонік від 2-ї до 25-ї. АКГ може бути встановлений в будь-якій точці мережі і здатен компенсувати вищі гармоніки від одного з декількох нелінійних навантажень.

2.2 Навантаження з нелінійною характеристикою

Нелінійне навантаження споживає від мережі періодичний, але несинусоїдальний струм.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		36

Прикладами нелінійних навантажень є: газорозрядні і люмінесцентні лампи, світлодіодні лампи, зварювальні установки, електродугові печі, деякі типи трансформаторів і дроселів, імпульсні блоки живлення, інвертори, перетворювачі в складі будь якого обладнання побутової техніки(комп'ютери, джерела безперебійного живлення, телевізори, двигуни змінного струму з частотним регулюванням, інверторні кондиціонери, пральні машини з частотним керуванням швидкістю обертання).

Споживання несинусоїдального струму породжує вищі гармоніки, які разом з основною гармонікою діють на джерела , кабелі, споживачів та інше обладнання.

В цій роботі буде використовуватися однофазний асинхронний двигун в якості навантаження тому ,що при роботі асинхронного двигуна (АД) в умовах несинусоїдальної напруги його коефіцієнт потужності і обертовий момент на валу змінюється.

З актуальністю використання асинхронних двигунів зростає й потреба знаходження актуальних підходів керування і підвищення ККД самої машини.

Електрична модель асинхронного двигуна в статичному режимі роботи без врахування нелінійної кривої намагнічування і втрат в сталі визначається схемою заміщення двигуна, що показана на рис. 2.12:

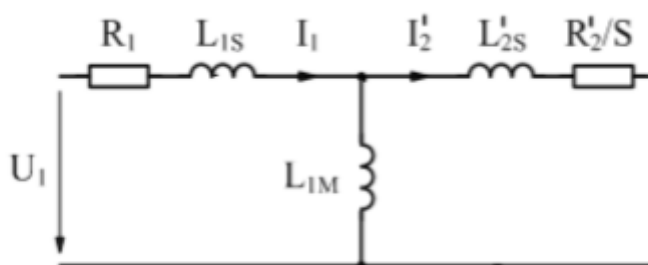


Рис. 2.12 Схема заміщення асинхронного двигуна

При моделюванні використовується система рівнянь, записаних для схеми заміщення за другим законом Кіргофа. Вид рівнянь визначається

					ДС51.5105.04.001	Арк
						37
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

прийнятою системою координат. При системі координат обертання х-у рівняння станів приймають вигляд:

$$u_{1x} = i_{1x}R_1 - \omega_0\psi_{1y}, 0 = i_{1y}R_1 - \omega_0\psi_{1x}; \quad (2.22)$$

$$0 = i'_{2x}R'_2 - S\omega_0\psi_{2y}, 0 = i'_{2y}R'_2 - S\omega_0\psi_{2x}, \quad (2.23)$$

де S – ковзання:

$$S = (\omega_0 - \omega_{20}) / \omega_0, \quad (2.24)$$

де ω_0, ω_{20} – кутова швидкість магнітного поля статора і швидкість обертання її ротора як двополусної машини; $\psi_{1x}, \psi_{1y}, \psi_{2x}$ і ψ_{2y} – проекції потокощеплення статора і ротора на осі координат.

Значення потокощеплень можуть бути визначені за виразами:

$$\psi_{1x} = L_1 i_{1x} - L_{1M} i'_{2x}, \psi_{1y} = L_1 i_{1y} - L_{1M} i'_{2y}; \quad (2.25)$$

$$\psi_{2x} = L'_1 i'_{2x} - L_{1M} i_{1x}, \psi_{2y} = L'_2 i'_{2y} - L_{1M} i_{1y}, \quad (2.26)$$

де L_1, L'_2 – індуктивність фази статора і приведена індуктивність ротора:

$$L_1 = L_{1S} + L_{1M}, L'_2 = L'_{2S} + L_{1M}. \quad (2.27)$$

Індуктивності L_{1S}, L'_{2S}, L_{1M} показані на рис. 2.8.

Електромагнітний момент в системі обертання координат х-у:

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\psi_{1x} i'_{1y} - \psi_{1y} i'_{1x}), \quad (2.28)$$

де Z_p – число пар полюсів двигуна.

Розглянемо використання моделі асинхронного двигуна для дослідження властивостей двигуна при змінній частоті обертання, наприклад, для аналізу роботи двигуна при скалярному частотному керуванні з регулюванням напруги статора. При частотному керуванні закони керування формуються без врахування активного опору статора. Це вносить похибку в відношення між частотою і напругою статора. При цьому закон регулювання відрізняється від оптимального, що веде до зниження показників регулювання. Для підвищення якості регулювання використовується ІР

					ДС51.5105.04.001	Арк
						38
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

компенсація і IZ компенсація. На рис. 2.13 показані отримані за допомогою моделі механічні характеристики двигуна ($Z_p = 4$), знаті для різних кутових частот напруги статора при використанні IR компенсації при $R_1 = 0$, на рис. 2.14 – при використанні IZ компенсації ($R_1 = 0, L_{1S} = 0$). Графіки, наведені на рис. 2.13 і 2.14, наглядно демонструють, що, по перше, діапазон регулювання швидкості обертання двигуном залежить від способу компенсації, і, по друге, при будь-якому способі діапазон регулювання обмежений.

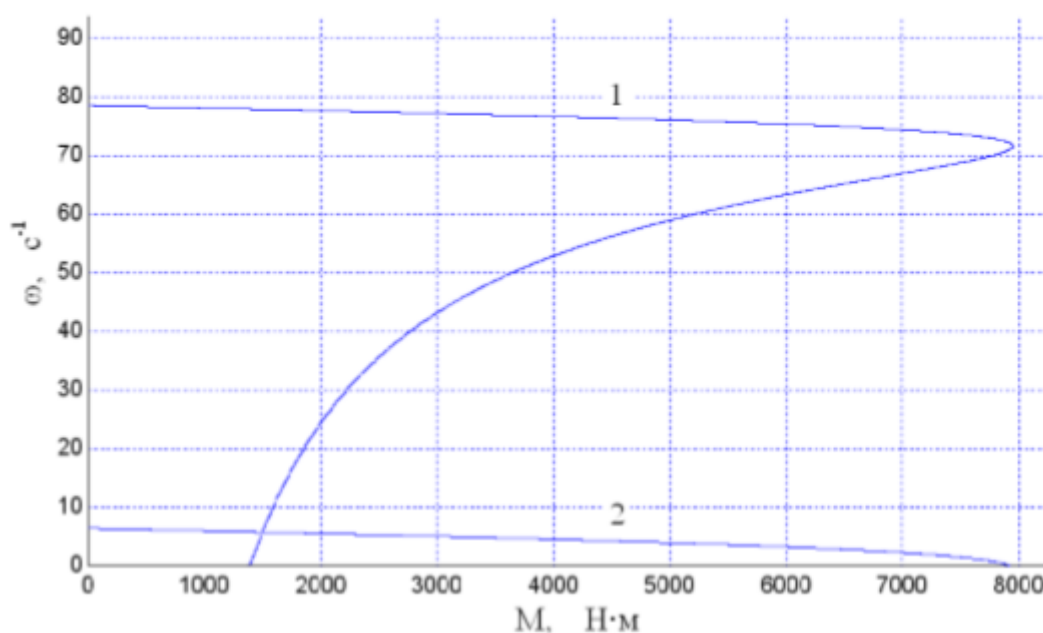


Рис. 2.13 Характеристика АД при керуванні з IR компенсацією

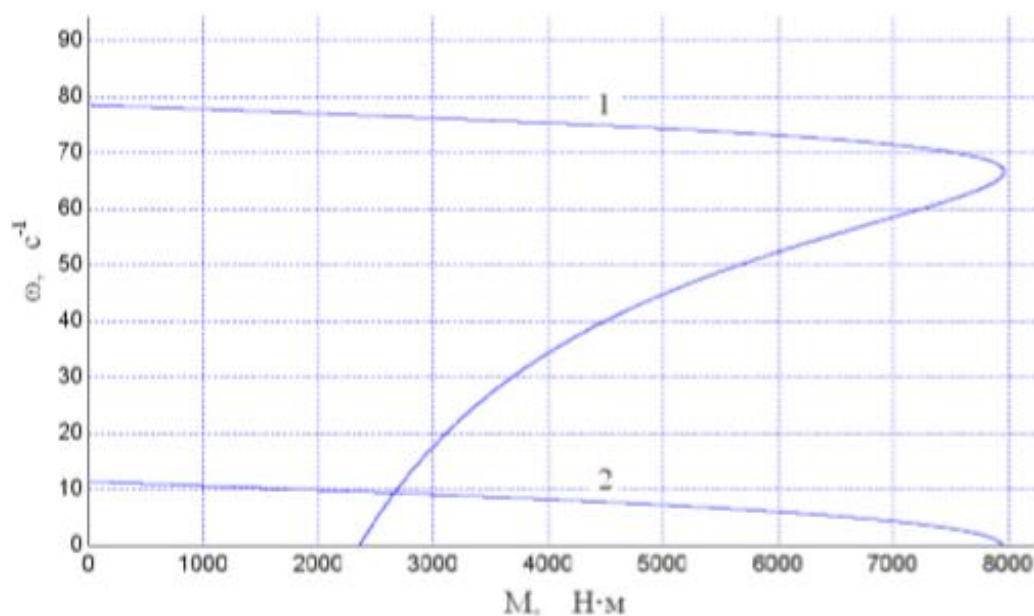


Рис. 2.14. Характеристика АД при керуванні з IZ компенсацією

Тому доцільно розглянути частото-струмове керування. В випадку скалярного частотного керування з регулюванням струму статора потрібно враховувати, що механічні характеристики двигуна при керуванні струмом відрізняються при керуванні напругою статора. В випадку використання моделі, в відповідності з системою рівнянь (1) – (7), для аналізу статички електроприводу при струмовому керуванні необхідно стабілізувати струм статора. В реальних системах керування це може бути забезпечено зворотнім зв'язком за струмом. Також замість зворотніх зв'язків для аналізу статистики частото-струмового керування в схемі заміщення двигуна достатньо використовувати генератор струму як показано на рис. 2.15.

Джерело струму відображає частото-струмове керування, яке підтримує постійне потокощеплення ротора в процесі частотного регулювання. З рис. 2.12 слідують наступні розрахункові співвідношення:

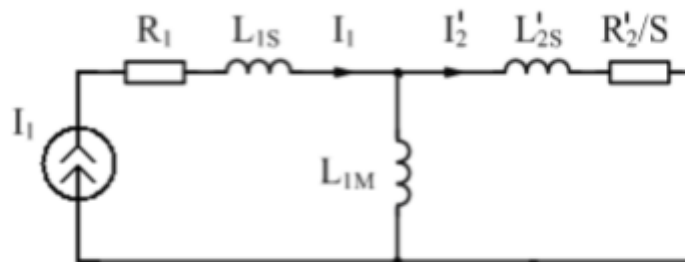


Рис. 2.15. Схема заміщення АД при регулюванні струму статора

Електромагнітна потужність:

$$P_M = \frac{3}{2} I_2'^2 \frac{R_2' (1 - S)}{S} = M \frac{\omega_{20}}{Z_p}. \quad (2.29)$$

Електромагнітний момент:

$$M = \frac{3}{2} Z_p I_2'^2 \frac{R_2'}{S \omega_0}. \quad (2.30)$$

Приведений струм ротора

$$I_2' = I_1 \frac{j\omega_0 L_{1M}}{j\omega_0 L_2' + R_2' / S}. \quad (2.31)$$

З підстановки поперенної рівності в формулу електромагнітного моменту отримаємо:

$$M = KI^2 \frac{1}{S / S_{KP} + S_{KP} / S}. \quad (2.32)$$

Де критичне ковзання:

$$S_{KP} = \frac{1}{(\omega_0 \tau_2)}, \quad (2.33)$$

$\tau_2 = L_2' / R_2$ – постійна часу роторного кола;

Коефіцієнт К:

$$K = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_{1M}^2}{L_2'}. \quad (2.34)$$

Параметри кола статора в виразі 2.32 для моменту виключені. Це означає, що електромагнітний момент при частото-струмовому керуванні зі стабілізацією струму по рис. 2.11 не залежить від параметрів обмотки статора і не потребує компенсації впливу активного навантаження. Це є перевага частото-струмового керування

Також з появою потреб регулювання швидкості асинхронних двигунів з'явилися способи що це реалізують.

Частота обертання ротора рівна:

$$n_2 = n_1 (1 - s). \quad (2.35)$$

При цьому синхронна частота обертання залежить від частоти напруги і числа полюсів.

$$n_1 = \frac{60f}{p}. \quad (2.36)$$

Слідуючи з цього можна зробити висновок, що регулювати швидкість обертання АД можна за допомогою ковзання, частоти і числа пар полюсів.

Основні способи регулювання:

					ДС51.5105.04.001	Арк
						41
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

- регулювання швидкості за допомогою зміни активного опору кола ротора;
- регулювання швидкості за допомогою зміни напруги живлення;
- регулювання швидкості за допомогою зміни частоти живлення;

Регулювання швидкості за допомогою зміни активного опору кола ротора використовується в двигунах з фазним ротором. При цьому в колі обмотки ротора включається реостат, яким можна плавно збільшувати опір. Зі збільшенням опору ковзання двигуна росте, а швидкість падає. Недоліком такого способу є неекономність, так як при збільшенні ковзання, втрати в колі ротора зростають, і ККД двигуна падає.

Регулювання швидкості двигуна за допомогою зміни напруги живлення реалізовується, якщо включити в коло автотрансформатор перед статором і після живлячих приводів. При цьому якщо знижувати напругу на виході автотрансформатора, то двигун буде працювати на зниженій напрузі. Це приведе до зниження частоти обертання двигуна при постійному моменті навантаження. Спосіб регулювання зміною напруги можливий тільки вниз від природної характеристики, так як збільшувати напругу вище номінальної не дозволяється.

При регулюванні швидкості за допомогою зміни частоти живлення до двигуна підключається перетворювач частоти. Найчастіше це тиристорний перетворювач частоти. Регулювання швидкості здійснюється зміною частоти напруги, так як вона в даному випадку впливає на синхронну швидкість обертання двигуна. Даний спосіб є найбільш ефективним, так як в ньому забезпечується регулювання швидкості в широкому діапазоні без значних втрат.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						42
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

2.3 Показники якості електроенергії, що характеризують несинусоїдальність напруги

В представленій роботі розглядається покращення показників якості електричної енергії, що характеризують несинусоїдальність напруги. Несинусоїдальність напруги – спотворення синусоїдальної форми кривої напруги. Якщо навантаження в системі лінійне, то і струм в усіх гілках синусоїдальний. Наявність нелінійного навантаження приводить до появи несинусоїдальних струмів у всіх гілках електричної мережі, що приводить до виникнення несинусоїдальної кривої напруги у всіх точках мережі, що негативно впливає на роботу електричної мережі (див. рис. 2.16).

Джерелами спотворень є силові трансформатори, що працюють при підвищенні значень магнітної індукції в сердечнику, перетворювальні пристрої змінного струму в постійний і електроприймачі (ЕП) з нелінійними вольт-амперними характеристиками (або нелінійним навантаженням).

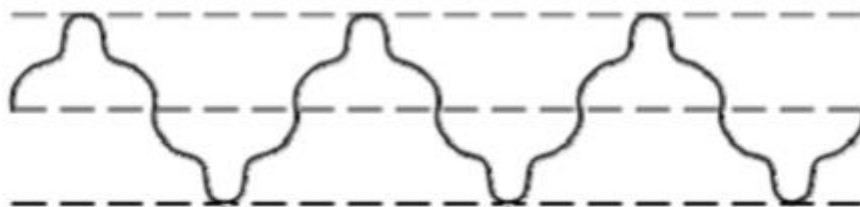


Рис. 2.16 Несинусоїдальність напруги

Аналіз несинусоїдальності напруги є невід’ємною частиною системи експлуатаційного контролю якості електроенергії. Для цього на шинах управління відповідних контрольних пунктів встановлюють аналізатори несинусоїдальності разом з буферними пристроями. Для аналізу несинусоїдальності режимів напругу розкладають на спектральні складові. Таким чином, для підвищення точності вимірювання показників несинусоїдальності напруги необхідно підвищувати точність оцінки гармонійних складових напруги.

Також для кількісної оцінки несинусоїдальності напруги можна навести визначення такої величини, як коефіцієнт нелінійних спотворень (КНС). Він рівний середньоквадратичній сумі спектральних компонентів вихідного сигналу, які відсутні в спектрі вхідного сигналу до середньоквадратичної суми всіх спектральних компонентів вхідного сигналу.

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}. \quad (2.37)$$

КНС — безрозмірна величина і зазвичай виражається в відсотках. Крім КНС рівень нелінійних спотворень часто виражають через коефіцієнт гармонійних спотворень (КГС) — величину, що виражає ступінь нелінійних спотворень пристрою (підсилювача і т.п.) і яка рівна відношенню середньоквадратичної напруги суми вищих гармонік сигналу, крім першої, до напруги першої гармоніки при подаванні на вхід пристрою синусоїдального сигналу.

$$K_G = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{U_1}. \quad (2.38)$$

КГС, так як і КНС виражається в процентах і зв'язаний з ним відношенням:

$$K_G = \frac{K_H}{\sqrt{1 - K_H^2}}. \quad (2.39)$$

Несинусоїдальність напруги, що викликається вищими гармоніками (ВГ), негативно впливає на роботу силововго електрообладнання, релейного захисту і автоматики в системах електроживлення промислових підприємств. При невідповідності нормам коефіцієнта гармонійних спотворень форми кривої напруги, зростають сумарні втрати електроенергії, зменшується термін служби ізоляції електричних машин і апаратів, підвищуючи аварійність в кабельних мережах та викликаючи несправності в роботі систем релейного захисту, автоматики, телемеханіки та зв'язку.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						44
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

При роботі асинхронного двигуна (АД) в умовах несинусоїдальної напруги його коефіцієнт потужності і обертовий момент на валу може знижуватися. Наприклад, якщо амплітуда п'ятої і сьомої ВГ напруги складають відповідно 20 відсотків і 15 відсотків амплітуди першої гармоніки, коефіцієнт потужності двигуна зменшується на 26 процентів в порівнянні зі значенням його при синусоїдальній напрузі.

Істотно впливають ВГ на ізоляцію електричних машин, конденсаторів, а також на вимірювальні прилади і пристрої автоматики. Спотворення форми кривої напруги активує появу і протікання іонізаційних процесів в ізоляції електричних машин і трансформаторів. При цьому розвиваються місцеві дефекти в ізоляції, які приводять до збільшення діелектричних втрат і скорочення часу служби.

Найбільш відчутний вплив ВГ проявляє на роботу батарей конденсаторів. Конденсатори, що працюють при несинусоїдальній напрузі, в багатьох випадках швидко виходять з ладу в результаті вибухів та деформацій форми. Причиною руйнування конденсаторів є перенавантаження струмами ВГ, що виникає, як правило, при виникненні в мережі резонансного режиму на частоті однієї з гармонік.

При несинусоїдальному режимі мережі виникає прискорення старіння ізоляції силових кабелів. Дослідження кабелів, що працюють при синусоїдальному рівні напруги при ВГ в кривій напруги в межах 6,85% показали, що за 2,5 роки струм витоку зріс на 36%, а через 3,5 роки вже на 43%.

ВГ в мережі погіршують роботу телемеханічних пристроїв, якщо силові лінії використовують в якості каналів зв'язку. ВГ приводять до погіршення роботи високочастотного зв'язку і систем автоматики, а також викликають хибні спрацьовування деяких релейних захистів.

ВГ напруги впливають на похибку електровимірювальних приладів. Індукційні лічильники активної і реактивної енергії при несинусоїдальній напрузі мають досить велику похибку, яка може досягати 10%.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						45
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Існують різні способи покращення гармонійного складу вихідної напруги автономних інверторів, а саме: спосіб селективного виключення декількох гармонік, режим кодового широтно-імпульсного регулювання, застосування силових фільтрів та використання корегуючих пристроїв. В даній роботі досліджується метод програмованого рівномірного пошуку оптимального набору значень кутів комутації для виключення небажаних гармонічних складових з спектрального складу вихідної напруги. Цей метод дозволяє знизити коефіцієнт спотворень гармонік за рахунок прирівнювання до нуля низькочастотних складових. Також підібрано навантаження з нелінійною характеристикою, для подальших досліджень.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						46
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

3 МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ В ОДНОФАЗНІЙ МОСТОВІЙ СХЕМІ

3.1 Моделювання в Matlab-Simulink

Використовуючи вказані вище матеріали далі виконується дослідження трьох випадків виключення небажаних гармонійних складових із спектрального складу вихідних характеристик автономного інвертора напруги на прикладі однофазної мостової схеми: третьої, третьої і п'ятої, п'ятої і сьомої.

Розрахуємо фіксовані кути перемикання IGBT-транзисторів $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_k$, де k – кількість гармонік що виключаються з спектрального складу напруги. Випадок виключення двох гармонійних складових схематично показаний на кривій вихідної напруги автономного інвертора напруги на рис. 3.1.

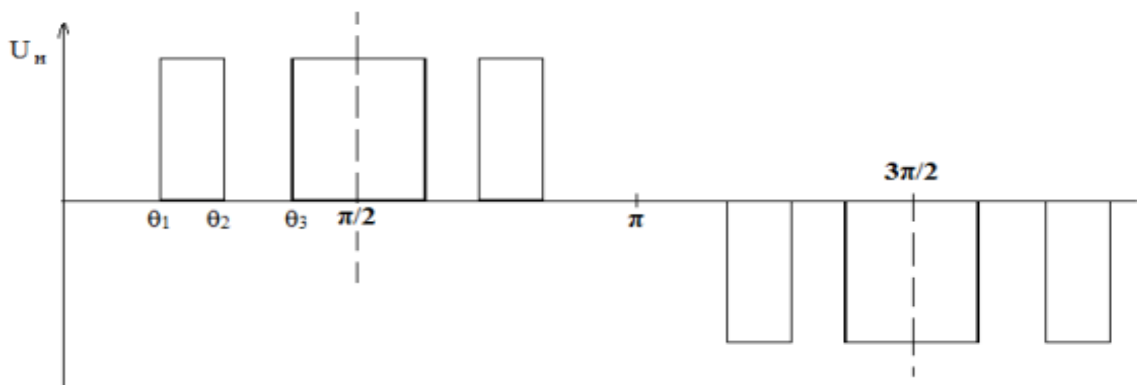


Рис. 3.1. Крива вихідної напруги інвертора для випадку виключення двох гармонік

Напругу на виході виразимо через ряд Фур'є:

$$U(\omega t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4Um}{\pi n} (\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_3) + \dots + \cos(n\theta_n)). \quad (3.1)$$

На основі (3.1) можна перейти до системи тригонометричних рівнянь, порядок якої буде визначатися кількістю і номером гармонійних складових, що виключаються.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						47
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

На рис. 3.2 представлена Simulink-модель системи що досліджується.

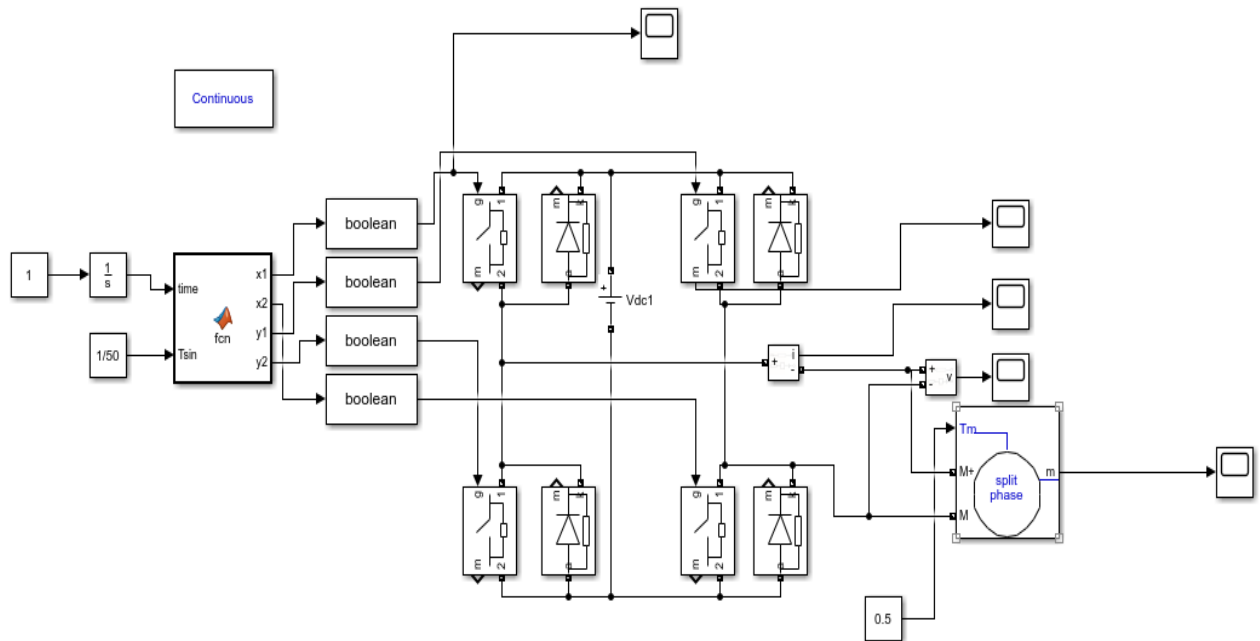


Рис. 3.2 Simulink-модель досліджуваної системи

Модель мостового однофазного інвертора побудована на основі блоків Ideal switch і зворотніх діодів Diode. Керування модулями Ideal switch відбувається за допомогою блоків Data Type Conversion, що перетворює вхідний сигнал будь-якого типу даних Simulink у вказаний тип даних та блоку Matlab function який дозволяє проводити розрахунок функції в процесі моделювання. Для його ініціалізації використовується блок Constant зі значеннями 1/50 для задання параметру Tsin. Для задання параметру time використовується блок Constant з значенням 1 і блок Integrator, який виводить значення інтеграла його вхідного сигналу по часу. Вихідними параметрами блоку Matlab function є кути комутації ключових елементів. Навантаженням є однофазний асинхронний двигун Single Phase Asynchronous Machine з бібліотеки SimPowerSystems з параметрами наведеними на рис. 3.3, момент якого заданий за допомогою блоку Constant значення якого 0.5. Вхідна напруга живлення інвертора складає 200В.

Рис. 3.3 Параметри блоку однофазного асинхронного двигуна

3.2 Випадок виключення третьої гармоніки

З виразу (3.1) для випадку виключення третьої гармоніки отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_3 = m \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_3 = 0 \end{cases}; \quad (3.2)$$

де m – коефіцієнт модуляції.

За допомогою формули приведення:

$$\cos 3\theta = 4\cos^3 \theta - 3\cos \theta. \quad (3.3)$$

система (3.2) з врахуванням (3.3) буде наступного вигляду:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_3 = m \\ 4\cos^3 \theta_1 - 3\cos \theta_1 - 4\cos^3 \theta_3 + 3\cos \theta_3 = 0 \end{cases}; \quad (3.4)$$

Приведемо систему (3.4) до алгебраїчного виду, ввівши заміни:

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		49

$$x_1 = \cos \theta_1; x_3 = \cos \theta_1. 0 \geq x_1, x_3 \leq 1. \quad (3.5)$$

Перепишемо систему (3.4):

$$\begin{cases} x_1 - x_3 = m \\ 4x_1^3 - 3x_1 - 4x_3^3 + 3x_3 = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Так як, $x_1 = x_3 + m$, тоді система (3.6) приймає вигляд:

$$4m^3 - 12m^2 x_3 - 12m x_3^2 - 3m = 0.$$

Знайдемо корені при $m=0,5$ і перевіримо на умову (3.5):

$$x_1 = 0.228, x_3 = 0.728.$$

Знайдемо значення θ_1 і θ_3 і переведемо їх з радіан в градуси:

$$\theta_1 = \arccos(0.228) \cdot 180 / \pi = 76.82^\circ;$$

$$\theta_3 = \arccos(0.728) \cdot 180 / \pi = 43.28^\circ.$$

В додатку А вказаний код програми в Matlab розрахунку кутів θ_1 і θ_3 . Підставляємо значення отриманих кутів в функцію `harmonics_3`, що приведена в дод. Б. На рис. 3.4 - 3.7 представлені осцилограми сигналів кутів керування ключовими елементами інвертора.

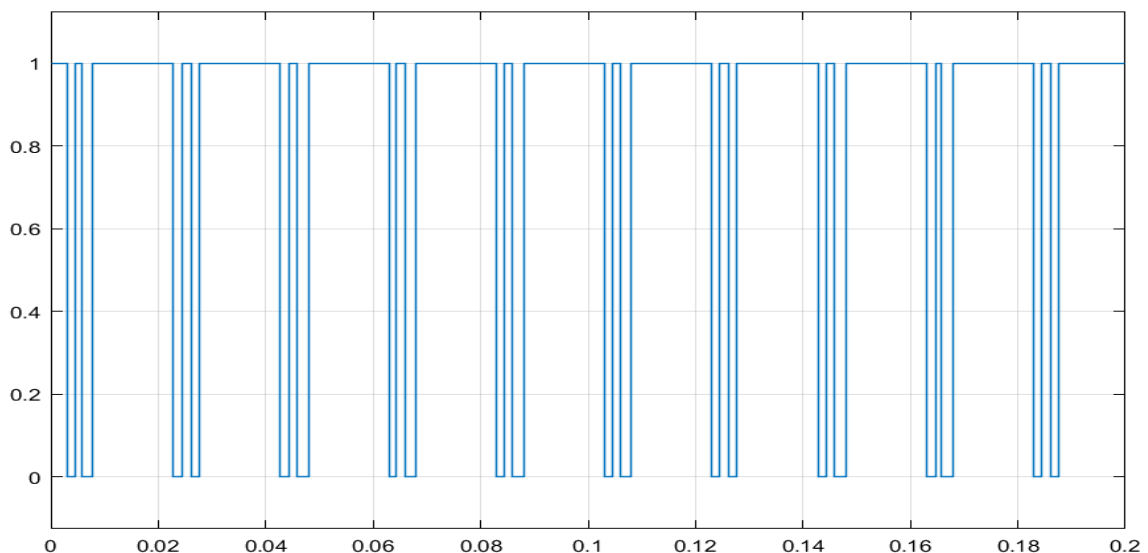


Рис. 3.4 Форма першого сигналу керування

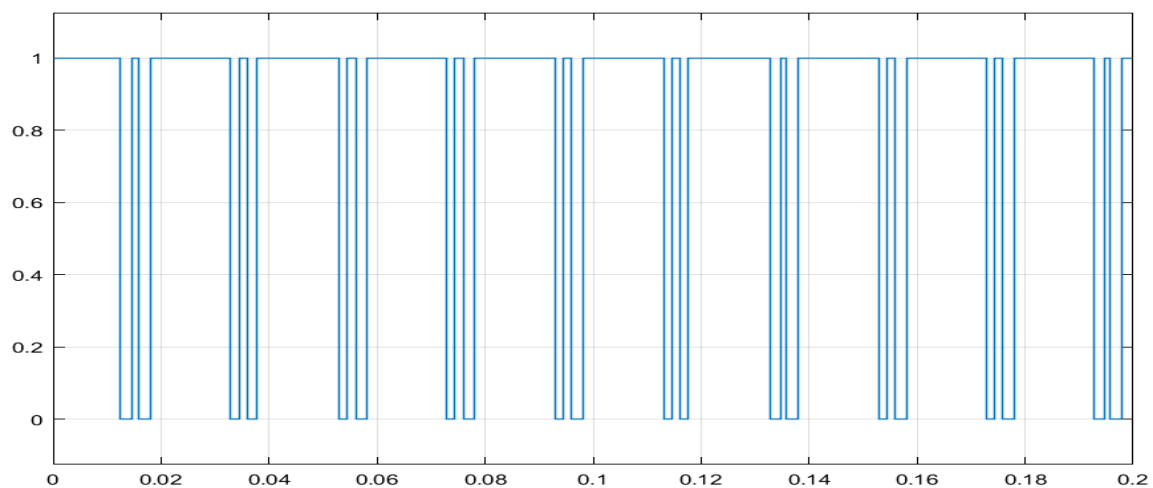


Рис. 3.5 Форма другого сигналу керування

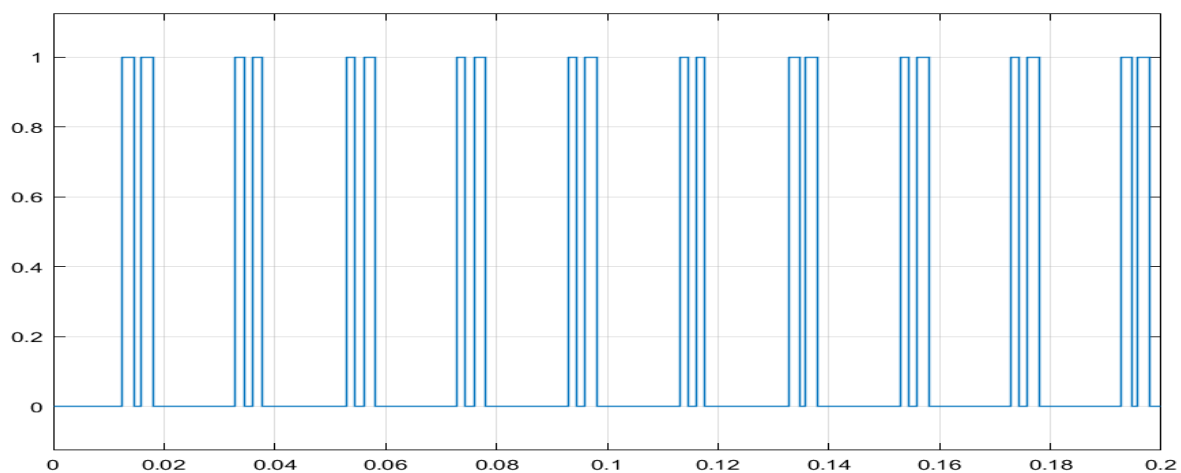


Рис. 3.6 Форма третього сигналу керування

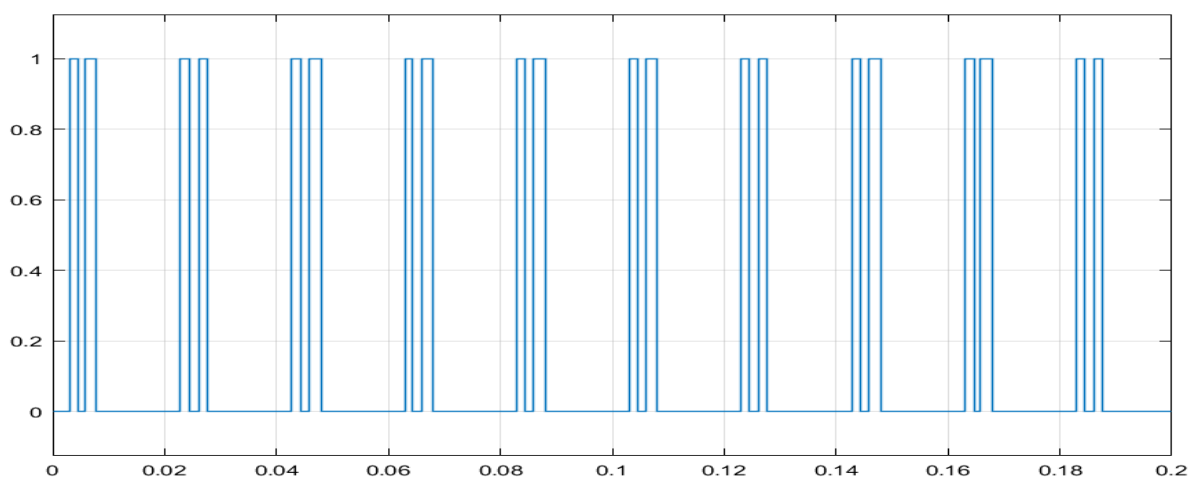


Рис. 3.7 Форма четвертого сигналу керування

Результати дослідження зображені на рис. 3.2. Аналізуючи спектр напруги інвертора видно, що третя гармоніка виключена, що означає правильність розрахунку кутів керування.

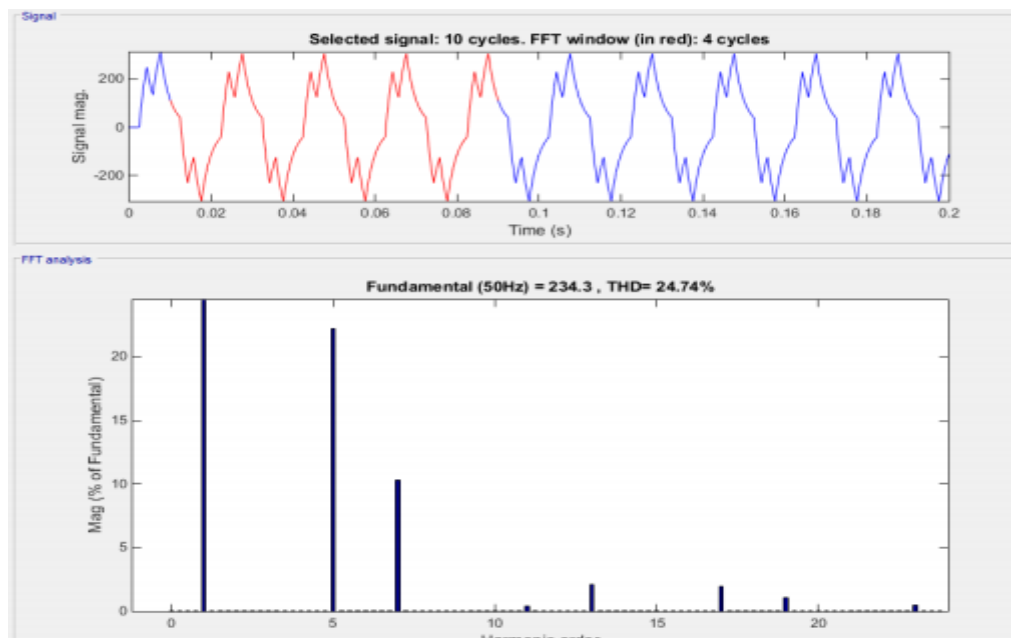


Рис. 3.2 Гармонійний аналіз випадку виключення третьої гармоніки

Залежність значень кутів θ_1 і θ_3 від коефіцієнта модуляції m , представлена на рис. 3.3.

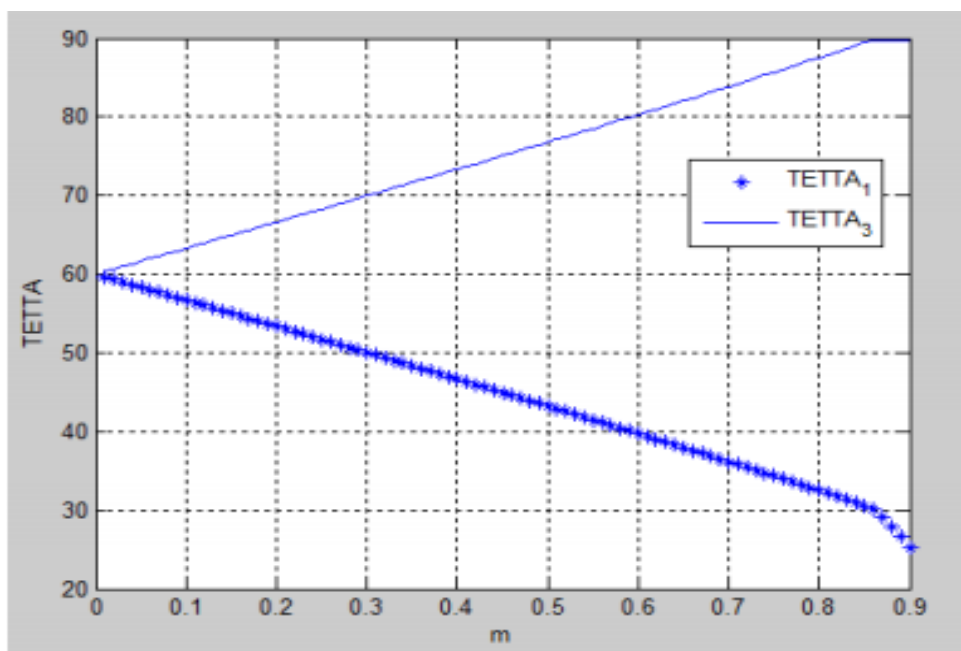


Рис. 3.3. Залежність значень кутів від коефіцієнта модуляції m

3.3 Випадок виключення третьої і п'ятої гармонік

З виразу (3.1) для випадків виключення 3 і 5 гармонік отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_3 + \cos \theta_5 = m \\ \cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_3 + \cos 3\theta_5 = 0; \\ \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_3 + \cos 5\theta_5 = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

де m – коефіцієнт модуляції.

З допомогою формул (3.8) і (3.9):

$$\cos 3\theta = 4\cos^2 \theta - 3\cos \theta. \quad (3.8)$$

$$\cos 5\theta = 5\cos \theta - 20\cos^3 \theta + 16\cos^5 \theta. \quad (3.9)$$

систему (3.7) перетворимо до наступного виду:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_3 + \cos \theta_5 = m \\ 4\cos^3 \theta_1 - \cos 3\theta_1 - 4\cos^3 \theta_3 + 3\cos \theta_3 + 4\cos^3 \theta_5 - \\ - 3\cos \theta_5 = 0 \\ 5\cos \theta_1 - 20\cos^3 \theta_1 + 16\cos^5 \theta_1 - 5\cos \theta_3 + \\ + 20\cos^3 \theta_3 - 16\cos^5 \theta_3 + 5\cos \theta_5 - 20\cos^3 \theta_5 + \\ + 16\cos^5 \theta_5 = 0 \end{cases} ; \quad (3.10)$$

Приведемо систему до алгебраїчного вигляду, за допомогою (3.11):

$$\begin{aligned} x_1 = \cos \theta_1; x_2 = \cos \theta_3; x_3 = \cos \theta_5, \text{ причому} \\ 0 \geq x_1, x_2, x_3 \leq 1. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Перепишемо систему (3.10):

$$\begin{cases} x_1 - x_3 + x_5 = m \\ 4x_1^3 - 3x_1 - 4x_3^3 + 3x_3 + 4x_5^3 - 3x_5 = 0 \\ 5x_1 - 20x_1^3 + 16x_1^5 - 5x_3 + 20x_3^3 - 16x_3^5 + 5x_5 - 20x_5^3 + \\ + 16x_5^5 = 0 \end{cases} ; \quad (3.12)$$

Замінімо $x_1 = x_3 + m - x_5$, тоді система (3.12), буде мати вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} 4m^3 + 12m^2x_3 - 12m^2x_5 + 12mx_3^2 - 24mx_3x_5 + 12mx_5^2 - 3m - \\ -12x_3^2x_5 + 12x_3x_5^2 = 0; \\ 16m^5 + 80m^4x^3 - 80m^4x_5 + 160m^3x_3^2 - 320m^3x_3x_5 + \\ +160m^3x_5^2 - 20m^3 + 160m^2x_3^3 - 480m^2x_3^2x_5 + 480m^2x_3x_5^2 - \\ -60m^2x_3 - 160m^2x_5^3 + 60m^2x_5 + 80mx_3^4 - 320mx_3^3x_5 + \\ +480mx_3^2x_5^2 - 60mx_3^2 - 320mx_3x_5^3 + 120mx_3x_5 + 80mx_5^4 - \\ -60mx_5^2 + 5m - 80x_3^4x_5 + 160x_3^3x_5^2 - 160x_3^2x_5^3 + 60x_3^2x_5 + \\ +80x_3x_5^4 - 60x_3x_5^2 = 0. \end{array} \right. \quad (3.13)$$

Для вирішення даної системи використовуємо теорію виключення і поняття результанта. Для загального випадку поліномів (3.14):

$$f(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + \dots + a_n \text{ і } g(x) = b_0x^m + b_1x^{m-1} + \dots + b_m, \quad (3.14)$$

де $a_0 \neq 0, b_0 \neq 0$.

Складемо квадратну матрицю Сильвестра порядку $m+n$, загальний випадок виглядає наступним чином :

$$M = \left(\begin{array}{ccccccccc} a_0 & a_1 & a_2 & \dots & \dots & a_n & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & \dots & \dots & a_{n-1} & a_n & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & & & & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & a_0 & \dots & \dots & & \dots & a_{n-1} & a_n \\ 0 & 0 & \dots & & b_0 & b_1 & \dots & \dots & b_{m-1} & b_m \\ 0 & 0 & \dots & b_0 & b_1 & \dots & & \dots & b_m & 0 \\ \vdots & & \ddots & \dots & & & & & & \vdots \\ 0 & b_0 & \dots & \dots & b_m & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ b_0 & \dots & \dots & b_m & 0 & \dots & & & 0 & 1 \end{array} \right) \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right\} m \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} n$$

Для досліджуваного випадку коефіцієнти наступні:

$$a_0 = 12m - 12x_5;$$

$$a_2 = 4m^3 - 12m^2x_5 + 12mx_5^2 - 3m;$$

$$b_0 = 80m - 80x_5;$$

$$b_1 = 160m^2 - 320mx_5 + 160x_5^2;$$

$$\begin{aligned}
b_2 &= 160m^3 - 480m^2x_5 + 480m^2x_5^2 - 60m - 160x_5^3 + 60x_5; \\
b_3 &= 80m^4 - 320m^3x_5 + 480m^2x_5^2 - 60m^2 - 320mx_5^3 + \\
&+ 120mx_5 + 80x_5^4 - 60x_5^2; \\
b_4 &= 160m^5 - 80m^4x_5 + 160m^3x_5^2 - 20m^3 - 160m^2x_5^3 + \\
&+ 60m^2x_5 + 80mx_5^4 - 60mx_5^2 + 5m.
\end{aligned}$$

Складемо квадратну матрицю M порядку $2 + 4 = 6$.

Результант R знаходиться як визначник матриці M . Для того, щоб f і g мали спільний корінь, необхідно і достатньо виконання умови $R(f, g) = 0$.

За допомогою Matlab знайдемо визначник, для прикладу при $m = 0.5$ обчислимо корені полінома (код програми Matlab знаходить в додатку В), відберемо потрібні відповідно умові (3.11): $\cos\theta_3 = [0.5927, 0.5927]$.

$$M = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 \\ 0 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \\ b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & 0 \end{pmatrix}$$

Підставляємо ці значення і в другий поліном, знаходимо корені, також відбираємо по умові (3.11): $\cos\theta_5 = [0.8285, 0.2688]$.

Аналогічно підставляючи значення $\cos\theta_5$ і $\cos\theta_3$, в перший поліном отримаємо значення $\cos\theta_1$, перевіряємо по умові (3.11): $\cos\theta_5 = [0.2688, 0.8285]$.

Так як значення дублюють один одного, візьмемо по одному рішення.

Обчислимо арккосинус кутів і переведемо з радіан в градуси:

$$\theta_5 = \arccos(0.8285) \cdot 180 / \pi = 34.3788^\circ;$$

$$\theta_3 = \arccos(0.5927) \cdot 180 / \pi = 53.8143^\circ;$$

$$\theta_1 = \arccos(0.2688) \cdot 180 / \pi = 74.6282^\circ.$$

Підставляємо значення наших кутів в функцію harmonics_3_5, що наведена в дод. Г, запускаємо Simulink-модель (див. рис. 3.2), що має зміни лише в вбудованій функції.

За допомогою блока Powergui отримаємо гармонійний аналіз, представлений на рис. 3.4.

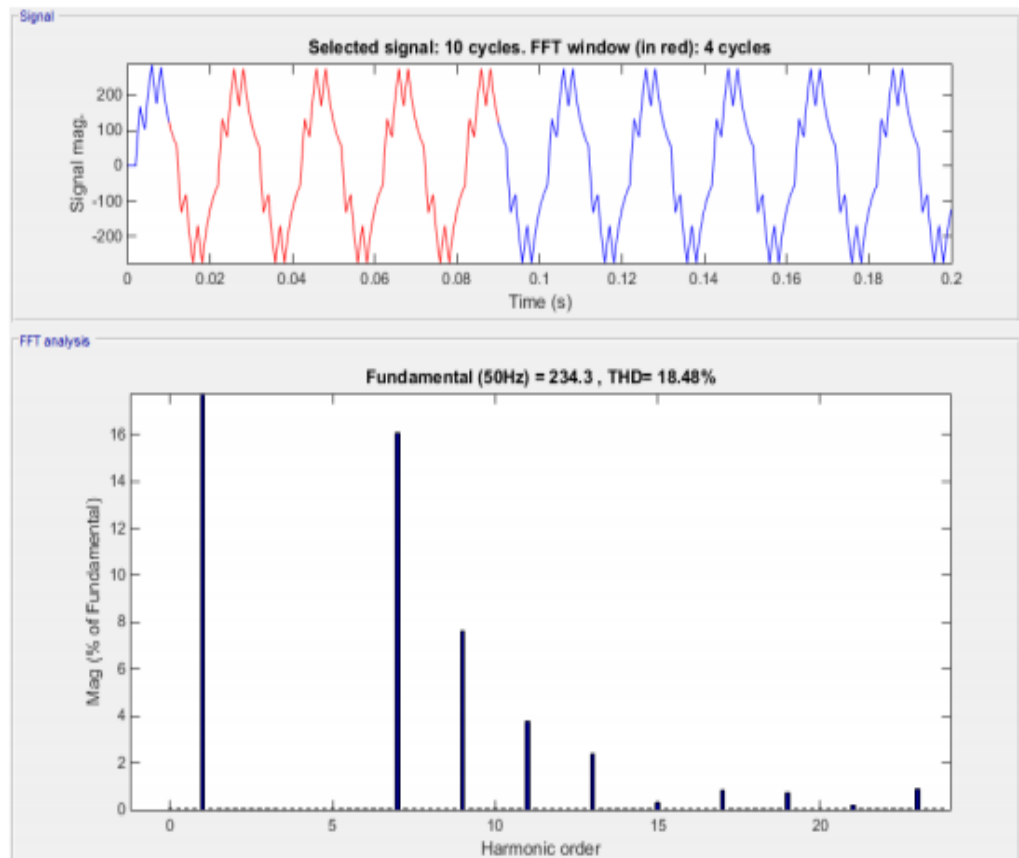


Рис. 3.4 Гармонійний аналіз для випадку виключення третьої і п'ятої гармонік

На рис. 3.4 видно, що третя і п'ята гармоніки виключені, відповідно, розраховані кути вірні і метод що використовується є ефективним для підвищення якості спектрального складу вихідної напруги автономного інвертора напруги.

3.4 Випадок виключення п'ятої і сьомої гармонік

З виразу (3.1) для виключення 5 і 7 гармонік отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_5 + \cos \theta_7 = m \\ \cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_5 + \cos 5\theta_7 = 0; \\ \cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_5 + \cos 7\theta_7 = 0 \end{cases} \quad (3.15)$$

де m – коефіцієнт модуляції.

З допомогою формул (3.16) і (3.17):

$$\cos 5\theta = 5\cos \theta - 20\cos^3 \theta + 16\cos^5 \theta. \quad (3.16)$$

$$\cos 7\theta = -7\cos \theta + 56\cos^3 \theta - 112\cos^5 \theta + 64\cos^7 \theta. \quad (3.17)$$

систему (3.15) перетворимо до наступного виду:

$$\begin{cases} \cos \theta_1 - \cos \theta_5 + \cos \theta_7 = m \\ 5\cos \theta_1 - 20\cos^3 \theta_1 + 16\cos^5 \theta_1 - 5\cos \theta_5 + 20\cos^3 \theta_5 - \\ - 16\cos^5 \theta_5 + 5\cos \theta_7 - 20\cos^3 \theta_7 + 16\cos^5 \theta_7 = 0 \\ -7\cos \theta_1 + 56\cos^3 \theta_1 - 112\cos^5 \theta_1 + 64\cos^7 \theta_1 + 7\cos \theta_5 + \\ + 56\cos^3 \theta_5 - 112\cos^5 \theta_5 + 64\cos^7 \theta_5 - 7\cos \theta_7 + \\ + 56\cos^3 \theta_7 - 112\cos^5 \theta_7 + 64\cos^7 \theta_7 = 0 \end{cases}; \quad (3.18)$$

Приведемо систему до алгебраїчного вигляду, за допомогою заміни (3.18):

$$\begin{aligned} x_1 = \cos \theta_1; x_5 = \cos \theta_5; x_7 = \cos \theta_7, \text{ причому} \\ 0 \leq x_1, x_5, x_7 \leq 1. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Перепишемо систему (3.18):

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 - x_5 + x_7 = m \\ 5x_1 - 20x_1^3 + 16x_1^5 - 5x_5^3 - 16x_5^5 + 5x_7 - 20x_7^3 + \\ + 16x_7^5 = 0 \\ -7x_1 + 56x_1^3 - 112x_1^5 + 64x_1^7 + 7x_5 - 56x_5^3 + \\ + 112x_5^5 - 64x_5^7 - 7x_7 + 56x_7^3 - 112x_7^5 + \\ + 64x_7^7 = 0 \end{array} \right. ; \quad (3.20)$$

Замінімо $x_1 = x_5 + m - x_7$, тоді:

$$\left\{ \begin{array}{l} 16m^5 + 80m^4x_5 - 80m^4x_7 + 160m^3x_5^2 - 320m^3x_5x_7 + 160m^3x_7^2 - \\ - 20m^3 + 160m^2x_5^3 - 480m^2x_5^2x_7 + 480m^2x_5x_7^2 - 60m^2x_5 - \\ - 160m^2x_7^3 + 60m^2x_7 + 80mx_5^4 - 320mx_5^3x_7 + 480mx_5^2x_7^2 - \\ - 60mx_5^2 - 320mx_5x_7^3 + 120mx_5x_7 + 80mx_7^4 - 60mx_7^2 + 5m - \\ - 80x_5^4x_7 + 160x_5^3x_7^2 - 160x_5^2x_7^3 + 60x_5^2x_7 + 80x_5x_7^4 - \\ - 60x_5x_7^2 = 0 \\ 64m^7 + 448m^6x_5 - 448m^6x_7 + 1344m^5x_5^2 - 2688m^5x_5x_7 \\ + 1344m^5x_7^2 - 112m^5 + 2240m^4x_5^3 - 6720m^4x_5^2x_7 + 6720m^4x_5x_7^2 - \\ - 560m^4x_5 - 2240m^4x_7^3 + 560m^4x_7 + 2240m^3x_5^4 - 8960m^3x_5^3x_7 + \\ + 13440m^3x_5^2x_7^2 - 1120m^3x_5^2 - 8960m^3x_5x_7^3 + 2240m^3x_5x_7 + \\ + 2240m^3x_7^4 - 1120m^3x_7^2 + 56m^3 + 1344m^2x_5^5 - 6720m^2x_5^4x_7 + \\ + 13440m^2x_5^3x_7^4 - 1120m^2x_5^3 - 13440m^2x_5^2x_7^3 + 3360m^2x_5^2x_7 + \\ + 6720m^2x_5x_7^4 - 3360m^2x_5x_7^2 + 168m^2x_5 - 1244m^2x_7^5 + \\ + 1120m^2x_7^3 - 168m^2x_7 + 448mx_5^6 - 2688mx_5^5x_7 + 6720mx_5^4x_7^2 - \\ - 560mx_5^4 - 8960mx_5^3x_7^3 + 2240mx_5^3x_7 + 6720mx_5^2x_7^4 - \\ - 3360mx_5^2x_7^2 + 168mx_5^2 - 2688mx_5x_7^5 + 2240mx_5x_7^3 - \\ - 336mx_5x_7 + 448mx_7^6 - 560mx_7^4 + 168mx_7^2 - 7m - \\ - 448x_5^6x_7 + 1344x_5^5x_7^2 - 2240x_5^4x_7^3 + 560x_5^4x_7 + 2240x_5^3x_7^4 - \\ - 1120x_5^3x_7^2 - 1344x_5^2x_7^{25} + 1120x_5^2x_7^3 - 168x_5^2x_7 + 488x_5x_7^6 - \\ - 560x_5x_7^4 + 168x_5x_7^2 = 0 \end{array} \right.$$

Щоб скласти матрицю Сильвестра знайдемо коефіцієнти a і b :

$$a_0 = 80m - 12x_7;$$

$$a_1 = 160m^2 - 320mx_7 + 160x_7^2;$$

$$a_2 = 160m^3 - 480m^2x_7 + 480mx_7^2 - 60m - 160x_7^3 + 60x_7;$$

$$a_3 = 80m^4 - 320m^3x_7 + 480m^2x_7^2 - 60m^2 - 320mx_7^2 + 120mx_7 + 80x_7^4 - 60x_7^2;$$

$$a_4 = 160m^5 - 80m^4x_7 + 160m^3x_7^2 - 20m^3 - 160m^2x_7 + 80mx_7^4 - 60mx_7^2 + 5m;$$

$$b_0 = 448m - 448x_7;$$

$$b_1 = 1344m^2 - 2688mx_7 + 1344x_7^2;$$

$$b_2 = 2240m^3 - 6720m^2x_7 + 6720mx_7^2 - 560m - 2240x_7^3 + 560x_7^2;$$

$$b_3 = 2240m^4 - 8960m^3x_7 + 13440m^2x_7^2 - 1120m^2 - 8960mx_7^3 + 2240mx_7 + 2240x_7^4 - 1120x_7^2;$$

$$b_4 = 1344m^5 - 6720m^4x_7 + 13440m^3x_7^2 - 1120m^3 - 13440m^2x_7^3 + 3360m^2x_7 + 6720mx_7^4 - 3360mx_7^2 + 168m - 1344x_7^2 + 1120x_7^3 - 168x_7;$$

$$b_5 = 448m^6 - 2688m^5x_7 + 6720m^4x_7^2 - 560m^4 - 8960m^3x_7^3 + 2240m^3x_7 + 6720m^2x_7^4 - 3360m^2x_7^2 + 168m^2 - 2688x_7^5 + 2240x_7^3 - 336mx_7 + 448x_7^6 - 560x_7^4 - 168x_7^2;$$

$$b_6 = 64m^7 - 448m^6x_7 + 1344m^5x_7^2 - 112m^5 - 2240m^4x_7^3 + 560m^4x_7 + 2240m^3x_7^4 - 1120m^3x_7^2 + 56m^3 - 1344m^2x_7^5 + 1120m^2x_7^3 - 168m^2x_7 - 448mx_7^6 - 560mx_7^4 + 168mx_7^2 - 7m;$$

Складемо квадратну матрицю M порядку в відповідності з порядком отриманих коефіцієнтів-поліномів, тобто десятого:

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59

$$M = \begin{pmatrix} a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 \\ 0 & 0 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & 0 \\ 0 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & 0 & 0 \\ b_0 & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Результант R знаходиться як визначник матриці M. Для того, щоб f і g мали спільний корінь, необхідно і достатньо виконання умови $R(f, g) = 0$.

За допомогою Matlab знайдемо визначник, для прикладу при $m = 0.5$ обчислимо корені полінома (код програми Matlab знаходить в додатку Д), відберемо потрібні відповідно умові (3.19): $\cos\theta_5 = [0.4654, 0.4654]$.

Підставляємо ці значення і в другий поліном, знаходимо корені, також відбираємо по умові (3.19): $\cos\theta_7 = [0.6419, 0.3234]$.

Аналогічно підставляючи значення $\cos\theta_5$ і $\cos\theta_3$, в перший поліном отримаємо значення $\cos\theta_1$, перевіряємо по умові (3.19): $\cos\theta_1 = [0.3234, 0.6419]$.

Так як значення дублюють один одного, візьмемо по одному рішення.

Обчислимо арккосинус кутів і переведемо з радіан в градуси:

$$\theta_1 = \arccos(0.3234) \cdot 180 / \pi = 50.0562^\circ$$

$$\theta_5 = \arccos(0.4654) \cdot 180 / \pi = 62.2668^\circ$$

$$\theta_7 = \arccos(0.6419) \cdot 180 / \pi = 71.1289^\circ;$$

Підставляємо значення наших кутів в функцію harmonics_3_5, що наведена в Додатку Е, запускаємо Simulink-модель (див. рис. 3.2), що має зміни лише в вбудованій функції.

Результат моделювання зображений на рис. 3.6:

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		60

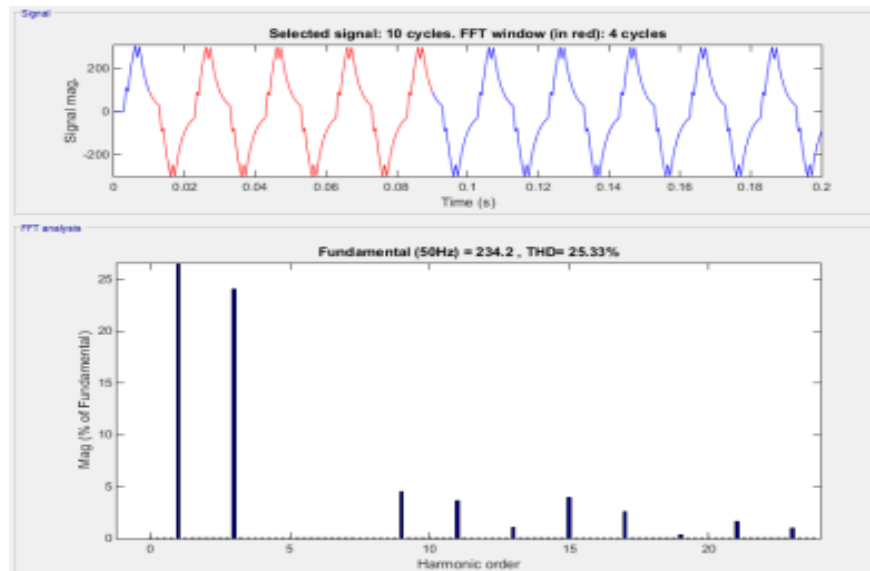


Рис. 3.6 Гармонійний аналіз для випадку виключення п'ятої і сьомої гармонік

На рис. 3.6 видно, що п'ята і сьома гармоніки виключені, значить розрахунки були виконані правильно, спектральний склад вихідної напруги покращений.

Результат моделювання в однофазній мостовій схемі є доказом того що використання методу виключень для пошуку набору кутів комутації вентильних елементів з виключенням заданих спектральних складових дозволяє виключити небажані гармоніки зі складу спектральної характеристики вихідної напруги. При цьому даний метод потребує складних обчислень, порядок яких збільшується зі збільшенням кількості гармонік що виключаються.

ВИСНОВКИ

Для дослідження можливостей підвищення якості вихідної напруги, використаний метод виключень для пошуку набору кутів комутації вентиляльних елементів з виключенням заданих спектральних складових. В дослідницькій роботі в якості об'єкта керування використаний однофазний мостовий інвертор напруги.

Розроблений алгоритм розрахунку кутів перемикання напівпровідникових перемикаючих приладів для трьох випадків виключення небажаних гармонійних складових: третьої, третьої і п'ятої, п'ятої і сьомої гармонік. В результаті обчислень були отримані наступні кути: для випадку виключення третьої гармоніки $\theta_1=43,28^\circ$, $\theta_3=76,82^\circ$; для випадку виключення третьої і п'ятої $\theta_1=34,3788^\circ$, $\theta_3=53,8143^\circ$, $\theta_5=74,6282^\circ$; для п'ятої і сьомої $\theta_1=50,0652^\circ$, $\theta_5=62,2668^\circ$, $\theta_7=71,1289^\circ$.

Комп'ютерна модель сформована і досліджується в Matlab-Simulink. Виходячи з отриманих графіків, можна зробити висновок, що зі збільшенням числа гармонік, що виключається, збільшується якість спектрального складу вихідної напруги автономного інвертора напруги, про що свідчить коефіцієнт нелінійних спотворень. Але даний метод має недолік, це складні обчислення.

Результати обчислень і моделювання з деякими доповненнями можна також використовувати для більш складних структур автономних інверторів напруги.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						62
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Голембиовский Ю.М., Тимофеева О.В. Эволюционный подход к проблеме синтеза автономных инверторов напряжения. Известия высших учебных заведений. Поволжский регион - 2010-№1(13) - с. 92-102.
2. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1982, 496 с
3. Лабунцов В.А. Алгоритмы переключения вентилях в автономных мостовых инверторах напряжения.Изв. вузов. Электромеханика. – 1974, № 4, 421 с
4. Баховцев И.А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ: дис. на соиск. уч.ст. доктора тех. наук. Новосибирский государственный технический университет. Новосибирск - 2017 - 452 с.
5. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir// Energy Conversion and Management. – 2011, 1128с
6. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. - М.: Энергоатомиздат, 1992.- 296 с. Kabalci, R. Bayindir// Energy Conversion and Management. – 2011, 1128с
7. Alberto Lega Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme. University of Bologna. Final Dissertation on March 2007, 230 с.
8. Rodríguez, J. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 738 с.
9. Електронний ресурс URL: <http://literaturki.net/elektronika/avtonomnyepreobrazovateli/318--amplitudnoe-regulirovanie.html>
10. John N. Chiasson, , Leon M. Tolbert, , Keith J. McKenzie, and Zhong Du. A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem, 2004, 491-499 с.

					ДС51.5105.04.001	Арк
						63
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

11. Калинина Е.А., Утешев А.Ю. Теория исключения: Учеб.пособие. — СПб.: Изд-во НИИ химии СПбГУ, 2002. — 72 с.
12. .ГОСТ Р 12.1.009–2009. Электробезопасность. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 2009.
13. Блажко Н. В., Буканин В. А., Демидович О. В. и др. Вопросы обеспечения безопасности в выпускных квалификационных работах. -СПб : Изд: «СПбГЭТУ "ЛЭТИ"». 2014.
14. ГОСТ 12.1.038-82 Система стандартов безопасности труда (ССБТ). Электробезопасность. Предельно допустимые значения напряжений прикосновения и токов.
15. Н. S. Patel and R. G. Hoft, Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I - harmonic elimination, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 9, pp. 310-317, May/June 1973.
16. Н. S. Patel and R. G. Hoft, Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II - voltage control technique, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 10, pp. 666-673, September/October 1974.
17. Enjeti, Prasad N., Phoivos D. Ziogas, and James F. Lindsay. "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation." Industry Applications, IEEE Transactions on 26.2 (1990): 302-316.
18. J. Sun, H. Grotstollen, Optimal PWM Based on Real-Time Solution of Harmonic Elimination Equations, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 11, NO. 4, pp. 612 621, JULY 1996.
19. J. Chiasson, L. M. Tolbert, K. McKenzie, Z. Du, A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL.19, NO.2, pp. 491 499, March 2004.
20. D. Czarkowski, D. V. Chudnovsky, and I. W. Selesnick, "Solving the optimal PWM problem for single-phase inverters," IEEE Transactions on Circuits and Systems I, vol. 49, no. 4, pp. 465–475, 2002.

					ДС51.5105.04.001	Арк
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		64

21. Электронный ресурс URL: <http://kaf-pe.kpi.ua/wp-content/uploads/2017/12/16-Конспект-лекцій-з-дисципліни-ППТ-3.pdf>.
22. Хемминг Р.В. Численные методы. -Москва.: Наука, 1972.
23. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – Москва.: Высшая школа, 2001.
24. Клевцов А.В. Преобразователи частоты для электропривода переменного тока. – Тула.: Гриф и К, 2008.
25. Сандлер А.С., Гусяцкий Ю.М. Электроприводы с полупроводниковым управлением. – Москва.: Энергия, 1968.
26. Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. - Ленинград.: Энергия, 1973.

Поз.	Найменування	Кіл.	Примітки
	<u>Конденсатори</u>		
C1	470 мкФ – 100 В	1	
C2	1 мкФ	1	
C7,C10,C13,C8, C15	0,1 мкФ	5	
C4,C5	0,47 мкФ	2	
C6,C9,C14	10 мкФ – 50 В	3	
C16,C17	22 мкФ	2	
	<u>Резистори</u>		
R1,R2,R3,R4, R5,R6	10 Ом – 1206 – ±5%	6	
R7	0,1 Ом – 5W – ±5%	1	
R8,R9	1 кОм– ±5%	2	
R10	3,3 кОм– ±5%	1	
	<u>Діоди</u>		
D1,D2	MURS260	2	
D3,D4,D5,D6	1N4148 SMD	4	
	<u>Транзистори</u>		
Q1,Q2,Q3,Q4	IRF540	4	
	<u>Мікросхеми</u>		
DD1,DD2	IR2104	2	
DD3	ATMEGA 328	1	
	<u>Резонатори</u>		
Y1	16 МГц	1	

					ДС51.5105.04.001 ПЕЗ							
Зм	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Перетворювачі електро енергії з нелінійним навантаженням Перелік елементів					Лім.	Аркуш	Аркушів
Розроб.		Гогу В.С.										
Перевір.		Ушаков Д.Р.										
Т. контр.												
Н. контр.		Батрак Л.М.										
Затверд.		Ушаков Д.Р.										
					КПІ ім. Ігоря Сікорського, ФЕЛ гр. ДС-51							

ДОДАТОК А

```

clear, clc

syms n_1 n_3 m T_1 T_3

k1 = cos(T_1)-cos(T_3)-m;
k1 = subs(k1,cos(T_1),n_1);
k1 = subs(k1,cos(T_3),n_3);
k3 = cos(3*T_1)-cos(3*T_3);
k3 = expand(k3);
k3 = subs(k3,cos(T_1),n_1);
k3 = subs(k3,cos(T_3),n_3);
k3 = subs(k3,n_1,m+n_3);
k3 = expand(k3);
v=1;
for m1=0.01:0.01:0.9
k3_new1 = subs(k3, m, m1);
k3_new = expand(vpa(k3_new1));
rootsM = solve(k3_new==00);
l=1;
for i=1:length(rootsM)
if (rootsM(i)>=0)&&(rootsM(i)<=1)
cosT_3(l)=rootsM(i);
l=l+1;
end
end
for i=1:length(cosT_3)
k1_new = subs(k1,{n_3,m},{cosT_3(i),m1});
cosT_1=solve(k1_new==0);
end
T_3_r=acos(cosT_3);
T_3=vpa(T_3_r*180/pi,5);

```

```
T_1_r=acos(cosT_1);  
T_1=vpa(T_1_r*180/pi,5);  
T_1_all(v) = T_1;  
T_3_all(v) = T_3;  
m_0(v)=m1;  
v=v+1;  
end  
plot(m_0,T_1_all,'*')  
hold on  
plot(m_0,T_3_all)  
xlabel('m')  
ylabel('T_ETTA')  
legend('T_1','T_3')  
grid on
```


ДОДАТОК Б

```
function [x_1,x_2,y_1,y_2] = fcn(T,T_sin)
```

```
TET1=43.221;TET2=76.779;
```

```
TET0=[TET1 TET2];
```

```
TET = [0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
```

```
TETs = 0;
```

```
l = 1;
```

```
TET(1) = TET0(1);
```

```
TET(2) = TET0(2)-TET0(1);
```

```
TET(3) = 180-2*TET0(2);
```

```
TET(4) = TET0(2)-TET0(1);
```

```
TET(5) = TET0(1);
```

```
TET(6) = TET0(1);
```

```
TET(7) = TET0(2)-TET0(1);
```

```
TET(8) = 180-2*TET0(2);
```

```
TET(9) = TET0(2)-TET0(1);
```

```
TET(10) = TET0(1);
```

```
for l=1:1:10
```

```
TETs = TETs + TET(l);
```

```
end
```

```
for l=1:1:10
```

```
TET(l) = TET(l)/TETs*T_sin;
```

```
end
```

```
t = mod(T, T_sin);
```

```
t_sum = 0;
```

```
q=1;
```

```
while t_sum < t
```

```
t_sum = t_sum + TET(q);
```

```
if t_sum > t
```

```
break
```

```
end
```

```
q = q + 1;  
if q > 10  
q = 10;  
break  
end  
end  
x_ = [0 1 0 1 0 0 0 0 0 0];  
y_ = [0 0 0 0 0 0 1 0 1 0];  
x_1 = x_(q);  
y_1 = y_(q);  
x_2 = x_(q);  
y_2 = y_(q);  
if (x_(q)==y_(q))  
x_1 = 1;  
y_1 = 1;  
end  
end
```

ДОДАТОК В

```

clear, clc
syms n_1 n_3 n_5 m T_1 T_3 T_5
k1 = cos(T_1)-cos(T_3)+cos(T_5)-m;
k1 = expand(k1);
k1 = subs(k1,cos(T_1),n_1);
k1 = subs(k1,cos(T_3),n_3);
k1 = subs(k1,cos(T_5),n_5);
k3 = cos(3*T_1)-cos(3*T_3)+cos(3*T_5);
k3 = expand(k3);
k3 = subs(k3,cos(T_1),n_1);
k3 = subs(k3,cos(T_3),n_3);
k3 = subs(k3,cos(T_5),n_5);
k3 = subs(k3,n_1,m+n_3-n_5);
k3 = expand(k3);
q = coeffs(k3,n_3);
q=q(end:-1:1);
k5 = cos(5*T_1)-cos(5*T_3)+cos(5*T_5);
k5 = expand(k5);
k5 = subs(k5,cos(T_1),n_1);
k5 = subs(k5,cos(T_3),n_3);
k5 = subs(k5,cos(T_5),n_5);
k5 = subs(k5,n_1,m+n_3-n_5);
k5 = expand(k5);
w = coeffs(k5,n_3);
w=w(end:-1:1);
M=[ q(1) q(2) q(3) 0 0 0
    0 q(1) q(2) q(3) 0 0
    0 0 q(1) q(2) q(3) 0
    0 0 0 q(1) q(2) q(3)
    0 w(1) w(2) w(3) w(4) w(5)
    w(1) w(2) w(3) w(4) w(5) 0];

```

```

m1=0.7;
detM01 = det(M);
detM02 = subs(detM01, m, m1);
detM = expand(vpa(detM02));
rootsM = solve(detM==00);
l=1;
for j=1:length(rootsM)
if (rootsM(j)>=0)&&(rootsM(j)<=1)
    cosT_5_1(l)=rootsM(j);
    l=l+1;
end
end
v=2;

cosT_5(1)=cosT_5_1(1);
for j=2:length(cosT_5_1)
cosT_5(v)=cosT_5_1(j);
for l=1:length(cosT_5)-1
if cosT_5(v)== cosT_5(l)
cosT_5(v)=[] ;
v=v-1;
break
end
end
v=v+1 ;
end
cosT_3_2=[];
for j=1:length(cosT_5)
p3_new = subs(k3,{n_5,m},{cosT_5(j),m1});
cosT_3_1=solve(p3_new==0);
cosT_3_2=[cosT_3_2;cosT_3_1'];
end

```

```

cosT_3_2;
v=1;
cosT_3_3=[];
for j=1:size(cosT_3_2,1)
for l=1:size(cosT_3_2,2)
if (cosT_3_2(j,l)>=0) && (cosT_3_2(j,l)<=1)
cosT_3_3(j,1)=cosT_3_2(j,l);
end
end
end
v=1;
for j=1:size(cosT_3_3)
if cosT_3_3(j)==0
cosT_5(j)=[];
else
cosT_3(v) = cosT_3_3(j,:);
v=v+1;
end
end
for j=1:length(cosT_3)
T_3_r(j)=acos(cosT_3(j));
T_3(j)=vpa(T_3_r(j)*180/pi,5);
end
T_3;
for j=1:length(cosT_5)
T_5_r(j)=acos(cosT_5(j));
T_5(j)=vpa(T_5_r(j)*180/pi,5);
end
T_5;
cosT_1_2=[];
for j=1:length(cosT_5)
p1_new = subs(k1,{n_5,n_3,m},{cosT_5(j),cosT_3(j),m1});

```

```

cosT_1_1=solve(p1_new==0);
cosT_1_2=[cosT_1_2;cosT_1_1'];
end
cosT_1_2;
cosT_1=[];
for j=1:size(cosT_1_2,1)
for l=1:size(cosT_1_2,2)
if (cosT_1_2(j,l)>=0) && (cosT_1_2(j,l)<=1)
cosT_1(j,1)=cosT_1_2(j,l);
end
end
end
cosT_1;
for j=1:length(cosT_1)
T_1_r(j)=acos(cosT_1(j));
T_1(j)=vpa(T_1_r(j)*180/pi,5);
end
T_1;

```

ДОДАТОК Г

```

function [x_1,x_2,y_1,y_2] = fcn(T,T_sin)
TET1=34.378;
TET2=53.814;
TET3=74.628;
TT0=[TET1 TET2 TET3];
T_a = [TET1 TET2 TET3 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];TETs = 0;
T_a(1) = TT0(1);
T_a(2) = TT0(2)-TT0(1);
T_a(3) = TT0(3)-TT0(2);
T_a(4) = 180-2*TT0(3);
T_a(5) = TT0(3)-TT0(2);
T_a(6) = TT0(2)-TT0(1);
T_a(7) = TT0(1);
T_a(8) = TT0(1);
T_a(9) = TT0(2)-TT0(1);
T_a(10) = TT0(3)-TT0(2);
T_a(11) = 180-2*TT0(3);
T_a(12) = TT0(3)-TT0(2);
T_a(13) = TT0(2)-TT0(1);
T_a(14) = TT0(1);
for l=1:1:14
TETs = TETs + T_a(l);
end
for l=1:1:14
T_a(l) = T_a(l)/TETs*T_sin;
end
t_ = mod(T, T_sin);
t_sum = 0;
m=1;
while t_sum< t_

```

```
t_sum = t_sum + T_a(m);  
if t_sum > t_  
break  
end  
m = m + 1;  
if m > 14  
m = 14;  
break  
end  
end  
x_ = [0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0];  
y_ = [0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 0];  
x_1 = x_(m); y_1 = y_(m);  
x_2 = x_(m); y_2 = y_(m);  
if (x_(m) == y_(m))  
x_1 = 1; y_1 = 1;  
end  
end
```


ДОДАТОК Д

```

clear, clc

syms n_1 n_5 n_7 m T_1 T_5 T_7
k_1 = cos(T_1)-cos(T_5)+cos(T_7)-m;
k_1 = expand(k_1);
k_1 = subs(k_1,cos(T_1),n_1);
k_1 = subs(k_1,cos(T_5),n_5);
k_1 = subs(k_1,cos(T_7),n_7);
k_5 = cos(5*T_1)-cos(5*T_5)+cos(5*T_7);
k_5 = expand(k_5);
k_5 = subs(k_5,cos(T_1),n_1);
k_5 = subs(k_5,cos(T_5),n_5);
k_5 = subs(k_5,cos(T_7),n_7);
k_5 = subs(k_5,n_1,m+n_5-n_7);
k_5 = expand(k_5);
m = coeffs(k_5,n_5);
m=m(end:-1:1);
k_7 = cos(7*T_1)-cos(7*T_5)+cos(7*T_7);
k_7 = expand(k_7);
k_7 = subs(k_7,cos(T_1),n_1);
k_7 = subs(k_7,cos(T_5),n_5);
k_7 = subs(k_7,cos(T_7),n_7);
k_7 = subs(k_7,n_1,m+n_5-n_7);
k_7 = expand(k_7);
n = coeffs(k_7,n_5);
n=n(end:-1:1);
M=[ m(1) m(2) m(3) m(4) m(5) 0 0 0 0 0
    0 m(1) m(2) m(3) m(4) m(5) 0 0 0 0
    0 0 m(1) m(2) m(3) m(4) m(5) 0 0 0
    0 0 0 m(1) m(2) m(3) m(4) m(5) 0 0
    0 0 0 0 m(1) m(2) m(3) m(4) m(5) 0

```

```

0 0 0 0 0 m(1) m(2) m(3) m(4) m(5)
0 0 0 n(1) n(2) n(3) n(4) n(5) n(6) n(7)
0 0 n(1) n(2) n(3) n(4) n(5) n(6) n(7) 0
0 n(1) n(2) n(3) n(4) n(5) n(6) n(7) 0 0
n(1) n(2) n(3) n(4) n(5) n(6) n(7) 0 0 0];
m1=0.5;
d_M01_ = det(M);
d_M02_ = subs(d_M01_, m, m1);
det_M = expand(vpa(d_M02_));
rootsM = solve(detM==00);
q=1;
for l=1:length(rootsM)
if (rootsM(l)>=0)&&(rootsM(l)<=1)
    cosT_7_1(q)=rootsM(l);
    q=q+1;
end
end
cosT_7_1;
p=2;
cosT_7(1)=cosT_7_1(1);
for l=2:length(cosT_7_1)
cosT_7(p)=cosT_7_1(l);
for q=1:length(cosT_7)-1
if cosT_7(p)== cosT_7(q)
cosT_7(p)=[] ;
p=p-1;
break
end
end
p=p+1 ;
end
cosT_7(2)=[];

```

```

cosT_5_2=[];
for l=1:length(cosT_7)
    k5_new = subs(k_5,{n_7,m},{cosT_7(l),m1});
    cosT_5_1=solve(k5_new==0);
    cosT_5_2=[cosT_5_2;cosT_5_1'];
end
cosT_5_2;
cosT_5=[];
for l=1:size(cosT_5_2,1)
    p=1;
    for q=1:size(cosT_5_2,2)
        if (cosT_5_2(l,q)>=0) && (cosT_5_2(l,q)<=1)
            cosT_5(l,p)=cosT_5_2(l,q);
            p=p+1;
        end
    end
end
cosT_5(:,3)=[];
cosT_5(2,:)=[];
cosT_7(2)=[];
cosT_7=cosT_7;
cosT_1_2=[];
for l=1:length(cosT_7)
    for q=1:size(cosT_5,2)
        p1_new = subs(k_1,{n_5,n_7,m},{cosT_5(l,q),cosT_7(l),m1});
        cosT_1_1=solve(p1_new==0);
        cosT_1_2(l,q)= cosT_1_1;
    end
end
cosT_1_2(3,:)=[];
cosT_5(3,:)=[];
cosT_7(3)=[];

```

```

cosT_1=cosT_1_2;
for l=1:length(cosT_7)
    T__7_r(l)=acos(cosT_7(l));
    T__7(l)=vpa(T__7_r(l)*180/pi,5);
end
T__7;
for l=1:size(cosT_5,1)
    for q=1:size(cosT_5,2)
        T_5_r(l,q)=acos(cosT_5(l,q));
        T_5(l,q)=vpa(T_5_r(l,q)*180/pi,5);
    end
end
T_5;
for l=1:size(cosT_1,1)
    for q=1:size(cosT_1,2)
        T_1_r(l,q)=acos(cosT_1(l,q));
        T_1(l,q)=vpa(T_1_r(l,q)*180/pi,5);
    end
end
T_1;

```

ДОДАТОК Е

```

function [x_1,x_2,y_1,y_2] = fcn(T,T_sin)
TET1=50.0652;
TET2=62.2668;
TET3=71.1289;
TET0=[TET1 TET2 TET3];
TET = [TET1 TET2 TET3 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
TETs = 0;
TET(1) = TET0(1);
TET(2) = TET0(2)-TET0(1);
TET(3) = TET0(3)-TET0(2);
TET(4) = 180-2*TET0(3);
TET(5) = TET0(3)-TET0(2);
TET(6) = TET0(2)-TET0(1);
TET(7) = TET0(1);
TET(8) = TET0(1);
TET(9) = TET0(2)-TET0(1);
TET(10) = TET0(3)-TET0(2);
TET(11) = 180-2*TET0(3);
TET(12) = TET0(3)-TET0(2);
TET(13) = TET0(2)-TET0(1);
TET(14) = TET0(1);
for m=1:1:14
TETs = TETs + TET(m);
end
for m=1:1:14
TET(m) = TET(m)/TETs*T_sin;
end
T_ = mod(T, T_sin);
T_sum = 0;
q=1;

```

```
while T_sum < T_  
    T_sum = T_sum + TET(q);  
    if T_sum > T_  
        break  
    end  
    q = q + 1;  
    if q > 14  
        q = 14;  
        break  
    end  
end  
  
x_ = [0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0];  
y_ = [0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 0];  
x_1 = x_(q); y_1 = y_(q);  
x_2 = x_(q); y_2 = y_(q);  
if (x_(q) == y_(q))  
    x_1 = 1; y_1 = 1;  
end  
end
```

Abstract

Converters, such as inverters, are used to change electrical energy parameters, for example, to obtain a voltage constant from a constant or to change the frequency of a voltage. At present, autonomous voltage inverters are widely used for power supply of various devices, including for power supply to consumers with high demands on the quality of supply voltage, such as radio engineering and telemechanical systems, as well as electric drives of various purposes.

A specific indicator of the quality of electricity is the cleanliness of the power supply, including voltage changes and distortion of the signal. Harmonics arise when non-sinusoidal currents and voltages are generated in the power system; they are usually called harmonic distortions. The main conditions causing problems associated with harmonics in power systems are the presence of nonlinear loads in the power supply system.

All power electronic converters used in different types of electronic systems can increase harmonic pollution by introducing harmonic currents directly into the network.

Therefore, it is necessary to develop an autonomous inverter with a low harmonic distortion factor, in its output characteristics of current and voltage. There are ways to combat higher harmonic components, such as filters, while the elimination of low harmonic harmonics is a rather complex and still topical task.

The purpose of this work is to study the spectral characteristics of the output voltage of the autonomous voltage inverter, the analysis of their harmonic composition and its improvement by using the method of programmable uniform search of an optimal set of values of switching angles to exclude undesirable harmonic components.

Inverter in the broad sense is a device that transforms one form of energy into another.

A stand-alone inverter is a device for converting DC into a variable that operates on a network that does not have other power sources with constant or regulated output voltage and frequency values. This is the main difference between this kind of inverters from

controlled inverters, which also convert DC to a constant but operate on an AC network. The load of an autonomous inverter can be a single consumer (AC motor, electric installation) or an extensive customer network (several loads that provide the technological process).

An autonomous inverter generates an alternating voltage in the load by periodically connecting it to a voltage source due to the alternating inclusion of the device valves, which can be performed in single-phase and three-phase circuits. As the keys, IGBT bipolar transistors with isolated shutter and single-or double-acting GTO thyristors and their improved modifications GCT, IGCT, SGCT are mainly used. When using single-circuit thyristors, the circuits are supplemented by elements intended for switching thyristors. One of the main elements is a capacitor. It is important to note that the purpose of the capacitors is not limited to locking thyristors. Capacitors can be used to form the curve of the output voltage of the inverter and to determine the nature of the processes occurring in the system.

Independent voltage inverters are rarely used as an independent converter, they are basically a structural component of a transforming system, usually an element of the frequency converter. The requirements for the output voltage characteristics are quite different and they are directly dependent on the concept of the system. In some cases, methods of forming a voltage curve intersect with methods of forming its value, for example, when using pulse-width modulation (PWM).

Form the voltage at the output of the autonomous voltage inverter in several ways: amplitude control; phase regulation; pulse-width modulation.

The concept of the amplitude control method is based on the fact that the voltage at the output of each AIN is proportional to the input voltage. Thus, the change in the average value of the input voltage generates a change in the voltage amplitude at the output of the AIN. This type of frequency control is realized in the structures of the IF with a link of direct current.

Wide-Pulse Modulation (PWM) is one of the most effective methods for improving the quality of the output voltage spectrum of the autonomous voltage inverter. The essence of the method is that the output voltage is formed in the form of high-frequency pulses whose duration is modulated according to a predetermined law, often sinusoidal. The frequency of modulation is the frequency with which the pulse duration changes, and the frequency of repetition of pulses is the switching frequency. Using the appropriate filters, you can easily suppress the harmonics that multiply the switching frequencies. This is due to the fact that the switching frequency is usually much higher than the modulation frequency.

At the moment, there are many different types of PWM, according to various features.

From the principle of operation of the voltage inverter it follows that inverters of this type are formed on a stress load of rectangular shape, which in most cases is undesirable. Indeed, the voltage of the rectangular shape has a very high rate of change on the fronts, which leads to the formation of powerful interference. In addition, the presence of higher harmonics in such a curve causes additional losses in the load, and can also cause other undesirable effects: for example, in the alternating current motors, the third harmonic of the voltage creates a triple frequency spin field. When using an autonomous voltage inverter in uninterruptible power supply units or in onboard AC systems, in most cases it is required that the output voltage of the source has the shape of a curve close to the sinusoidal. The deviation of the output voltage curve from the sinusoid is estimated using the harmonic coefficient given above.

The magnitude of the harmonic coefficient can be measured in percentages and should, of course, lie within 5 - 10%. Thus, when developing devices based on an autonomous voltage inverter, the task of improving the output voltage spectrum to the level provided for by the technical task is often raised. The following basic techniques for improving the spectrum of the output voltage of the autonomous voltage inverter are now

known: the method of selective exclusion of several harmonics; programmable modulation method; mode code pulse width regulation; use of power filters; corrective devices.

The method of selective exclusion is based on the setting of fixed switching angles α_1 and α_2 thyristors. At certain angles α there are no corresponding harmonics.

The method of selective exclusion of several harmonics can be used with explicit limitations of the frequency of pulse modulation. Usually, in such cases, low-frequency 3, 5 and 7 harmonics of the frequency spectrum of the voltage are excluded. This follows from the dependence of the amplitudes of higher harmonics on the width of the pulses. For example, in circuits of single-phase autonomous inverters of voltage working with switching of keys once for each half-period, output voltage pulses have a rectangular shape.

The programmable modulation method is ideally suited for searching the pulse sequence, which eliminates the selected harmonic components by the criterion of minimizing the harmonic distortion coefficient in the presence of powerful computational capabilities. The essence of this method is to find the optimal form for the criterion of minimizing the harmonic distortion coefficient with a given number of switching power keys and the current value of the signal in the fourth period.

The process of optimization calculations is carried out on a stand-alone computer on a personal computer. The switching angles are stored in the memory of the PWM controller. Since these angles are always synchronized with the main component, the harmonic spectrum is free of subharmonic components.

Pulse switching always works in sync so that the number of impulses per loop should change discretely, since the frequency decreases in order to maintain a good signal quality. Since the complexity of the calculations increases significantly with the increase in the number of angles of switching, this method is often combined with sampling methods for a better result.

Nonlinear load consumes periodic, but non-sinusoidal current.

Examples of nonlinear loads are: gas-discharge and fluorescent lamps, LED lamps, welding plants, electric arc furnaces, some types of transformers and chokes, pulsed power supplies, inverters, converters in any equipment of home appliances (computers, uninterruptible power supplies, televisions, AC motors with frequency regulation, inverter air conditioners, washing machines with frequency controlled rotational speed).

Consumption of a nonsynoid current generates higher harmonics, which, along with the main harmonic effect on sources, cables, consumers and other equipment.

In this work, a single-phase asynchronous motor will be used as a load because in the operation of an asynchronous motor under the conditions of a non-sinusoidal voltage, its power factor and torque on the shaft changes.

The urgency of using asynchronous motors also increases the need to find relevant management approaches and increase the efficiency of the machine itself.

In this paper, the improvement of the electrical energy quality indicators characterizing the non-sinusoidal voltage is considered. Non-sinusoidal voltage - distortion of the sinusoidal shape of the voltage curve. If the load in the system is linear, then the current in all branches is sinusoidal. The presence of a nonlinear load leads to the appearance of non-sinusoidal currents in all branches of the electrical network, which leads to the emergence of a non-sinusoidal voltage curve at all points in the network, which negatively affects the operation of the electrical network.

The sources of distortion are power transformers, which operate at an increase in the values of magnetic induction in the core, converters to alternating current and electric receivers with non-linear volt-ampere characteristics (or nonlinear load).

The analysis of voltage non-sinusoidal is an integral part of the system of operational quality control of electricity. To do this, on the control tire of the respective control points, the analyzers of the nonsinusoidality, together with the buffer units, are installed. To analyze the nonsinusoidality of voltage regimes, no spectral components are decomposed. Thus, in order to increase the accuracy of measuring the parameters of the

non-sinusoidal voltage, it is necessary to increase the accuracy of the estimation of the harmonic components of the voltage.

Also, for quantification of the non-sinusoidal voltage, one can indicate the definition of such a value as the coefficient of nonlinear distortion THD.

Non-sinusoidal voltage caused by higher harmonics negatively affects the operation of power equipment, relay protection and automatics in power supply systems of industrial enterprises. In case of non-compliance with the norms of the harmonic distortion coefficient of the shape of the voltage curve, total losses of electricity increase, the lifetime of isolation of electric machines and apparatus decreases, increasing the frequency of accidents in cable networks and causing failures in the systems of relay protection, automation, telemechanics and communication.

When working asynchronous motor in a non-sinusoidal voltage, its power factor and torque on the shaft may decrease. For example, if the amplitude of the fifth and seventh highest harmonics of voltage is respectively 20 percent and 15 percent of the amplitude of the first harmonic, the motor's power factor decreases by 26 percent compared to its sinusoidal voltage.

Significantly influenced by the harmonic visa on the insulation of electric machines, condensers, as well as measuring instruments and automation devices. Distortion of the shape of the voltage curve activates the appearance and flow of ionization processes in the isolation of electric machines and transformers. In this case, local defects in isolation develop, which lead to increased dielectric losses and reduced service life.

The most noticeable effect of higher harmonics is on the operation of capacitor batteries. Condensers operating under non-sinusoidal voltage, in many cases, quickly fail due to explosions and forms of deformation. The reason for the destruction of capacitors is overload with currents of higher harmonics, which arises, as a rule, when there is a resonant regime in the network at the frequency of one of the harmonics.

In the non-sinusoidal mode of the network there is an acceleration of aging isolation of power cables. Investigation of cables operating at sinusoidal voltage level at higher harmonics in the voltage curve in the range of 6.85% showed that for 2.5 years the leakage current increased by 36%, and in 3.5 years it was already 43%.

Higher harmonics in the network worsen the work of telemechanical devices, if power lines are used as communication channels. Higher harmonics lead to a deterioration of high frequency communication and automation systems, as well as cause false alarms of some relay protection.

Higher voltage harmonics affect the error of electrical measuring devices. Induction counters of active and reactive energy with a non-sinusoidal voltage have a rather large error, which can reach 10%.

The model of the bridge single-phase inverter is based on blocks of Ideal switch and reverse diode diode.

The Ideal switch is controlled by blocks of the Data Type Conversion, which converts the input signal of any type of Simulink data into the given data type and the Matlab function block, which allows calculation of the function during the simulation. To initialize it, the Constant unit with values 1/50 is used to specify the T_{sin} parameter. To specify the time parameter, the Constant unit with a value of 1 and the Integrator unit is used which outputs the integral value of its input signal by time. The output parameters of the Matlab function block are the corners of the switching of the key elements. The load is a Single Phase Asynchronous Machine single phase induction motor from the SimPowerSystems library with the parameters given in Fig. 3.3, the moment of which is given using the Constant block value of 0.5. Input power supply inverter is 200V.

To study the possibilities of improving the quality of the output voltage, the method of programmable uniform search of the optimal set of values of the angles of commutation is used. In the research work as a control object, a single-phase bridge inverter voltage was used.

The algorithm of calculation of switching angles of semiconductor switching devices for three cases of exclusion of undesirable harmonic components is developed: the third, third and fifth, fifth and seventh harmonics. As a result of the calculations, the following angles were obtained: for the case of excluding the third harmonic $\theta_1 = 43,28^\circ$, $\theta_3 = 76,82^\circ$; for the case of the exclusion of the third and fifth $\theta_1 = 34,3788^\circ$, $\theta_3 = 53,8143^\circ$, $\theta_5 = 74,6282^\circ$; for the fifth and seventh $\theta_1 = 50,0652^\circ$, $\theta_5 = 62,2668^\circ$, $\theta_7 = 71,1289^\circ$.

The computer model is formed and investigated in Matlab-Simulink. Based on the obtained graphs, it can be concluded that with the increase of the number of exclusionary harmonics, the quality of the spectral composition of the output voltage of the autonomous voltage inverter increases, as evidenced by the coefficient of nonlinear distortion. But this method has a drawback, it is a complex calculation.

The results of computations and modeling with some additions can also be used for more complex structures of autonomous voltage inverters.